



Conception d'une extension opto-alimentée pour les observatoires de fond de mer : étude, développement et caractérisation d'interfaces opto-électroniques faible consommation

Steven Perhirin

► To cite this version:

Steven Perhirin. Conception d'une extension opto-alimentée pour les observatoires de fond de mer : étude, développement et caractérisation d'interfaces opto-électroniques faible consommation. Electronique. Université de Bretagne occidentale - Brest, 2013. Français. NNT : 2013BRES0063 . tel-01124187

HAL Id: tel-01124187

<https://theses.hal.science/tel-01124187>

Submitted on 6 Mar 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



université de bretagne
occidentale



THÈSE / UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE

sous le sceau de l'Université Européenne de Bretagne

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE

*Mention : Sciences et Technologies de l'Information et de la
Communication (STIC)*

Spécialité : Optoélectronique, Hyperfréquences

École Doctorale SICMA 0373

présentée par

Steven Perhirin

Préparée au Laboratoire Lab-STICC,
UMR CNRS 6285

École Nationale d'Ingénieurs de Brest (ENIB)

Conception d'une extension
opto-alimentée pour les
observatoires de fond de mer :
étude, développement et
caractérisation d'interfaces
opto-électroniques faible
consommation

Thèse soutenue le 17 décembre 2013

devant le jury composé de :

Thierry BOSCH

Professeur des Universités, LAAS-OS2-CNRS, ENSEEIHT-INP Toulouse / Rapporteur

Wilfried UHRING

Professeur des Universités, ICube-CNRS, université de Strasbourg / Rapporteur

Yves AUFFRET

Maître de Conférences, Instrumentation Lab, ISEN Brest

Mikael GUÉGAN

Maître de Conférences, LabSTICC-CNRS, ENIB Brest

Hong Wu LI

Professeur des Universités, IETR-CNRS, université de Nantes

Antoni MÀNUEL

Professeur des Universités, SARTI, université polytechnique de Catalogne

André PÉRENNOU

Professeur des Universités, LabSTICC-CNRS, ENIB Brest / Directeur de thèse

Véronique QUINTARD

Maître de Conférences, LabSTICC-CNRS, ENIB Brest

Jean-François ROLIN

Ingénieur, IFREMER centre de Brest

Remerciements

Cette page est dédiée à toutes ces personnes qui m’ont permis de réaliser ce travail de thèse.

Je tiens à remercier mon directeur de thèse André Pérennou, ainsi que mes encadrants Véronique Quintard et Mikael Guégan pour la confiance qu’ils m’ont accordée. Par leur disponibilité, ils m’ont offert lors de ces trois années un soutien précieux et de nombreux conseils qui m’ont permis de réaliser ces travaux de recherches dans les meilleures conditions. J’ai beaucoup appris au travers de leurs expériences, leur rigueur scientifique et je leur adresse ma gratitude pour tout cela.

Je tiens également à remercier l’équipe du laboratoire Lab-STICC ENIB, pour leur accueil chaleureux et l’environnement amical. Un grand merci à Thierry Rampone pour sa disponibilité, j’ai grandement apprécié nos échanges scientifiques et le plaisir avec lequel il a partagé ses connaissances. Je remercie aussi Yves Auffret pour m’avoir guidé vers cette thèse et son accompagnement lors de ma recherche scientifique.

Je remercie sincèrement l’équipe électronique d’IFREMER pour leur aide et leur regard avisé sur le projet opto-alimentation. Je souhaite aussi remercier Serge De Blazi, Stéphane Barbot et Laurent Delaunay pour leur participation qui a été indispensable à l’avancement du projet opto-alimentation. Merci à Jean-François Rolin d’avoir apporté un avis constructif dans l’écriture de la thèse par ses connaissances sur l’observation des océans.

J’exprime toute ma gratitude à Thierry Bosch et Wilfried Uhring d’avoir rapporté mon travail de thèse, ainsi qu’aux membres du jury d’avoir acceptés d’examiner ce travail.

J’adresse les remerciements suivants à mon épouse Anett, ma source de bonheur. Par tes encouragements, ton soutien indispensable et ta compréhension, je suis parvenu à accomplir ce travail de thèse. Un immense merci pour m’avoir permis de devenir ce que je suis aujourd’hui et pour me rendre meilleur chaque jour.

Je souhaite exprimer toute ma reconnaissance à ma famille et ma belle famille. Ma mère et mon père qui m’ont tant appris. Mon frère Ewen dont je suis très fier et avec qui je partage de précieux souvenirs.

Je souhaite remercier Mathieu Cariou pour m’avoir transmis la passion de l’électronique, son altruisme et son amitié sincère. Un grand merci à tous mes amis rencontrés pendant ces trois ans de thèse pour leur sympathie, à Frédéric Audo qui a été un coéquipier formidable, à Hadeel et Hamid pour avoir partagé leur culture et offert leur confiance, à Sébastien pour nos discussions que j’apprécie toujours, à Tammam, Kamal, Laura, Dekka, Maiss’aa, Mohammed, Serban. Je voudrais

aussi remercier l'ensemble du personnel de l'ENIB pour tous ces bons moments que nous avons partagés, leur aide et leur générosité.

Table des matières

Introduction générale	9
1 État de l'art	15
1.1 Introduction du chapitre 1	16
1.2 Observatoires océanographiques	18
1.2.1 Importance des observatoires dans le domaine scientifique	18
1.2.2 Catégories d'observatoires et leurs architectures	20
1.2.3 Extension d'observatoires câblés grâce au projet opto-alimentation	31
1.3 Systèmes à faible consommation	33
1.3.1 Consommation d'un système à énergie embarquée	34
1.3.2 Consommation d'un système à énergie externe	40
1.3.3 Bilan sur les systèmes à faible consommation	55
1.4 Le projet de thèse [...]	58
1.5 Conclusion du chapitre 1	61
2 Architecture de l'extension et ses protocoles [...]	63
2.1 Introduction du chapitre 2	64
2.2 Travaux sur l'architecture optique	65
2.2.1 Architecture optique	66
2.2.2 Éléments technologiques et physiques de l'architecture optique	68
2.2.3 Caractérisation du dispositif optique	70
2.3 Définition des objectifs opto-électroniques de l'extension	74
2.3.1 Choix du capteur : l'hydrophone	74
2.3.2 Paramètres optiques et électriques	75
2.4 Protocoles de communication	78

2.4.1	Réflexions sur les protocoles de communication	78
2.4.2	Protocoles génériques existants et choix des protocoles pour l'extension	80
2.4.3	Intégration de l'interface SPI dans l'extension	82
2.5	Présentation de l'architecture détaillée de l'extension	87
2.6	Conclusion du chapitre 2	89
3	Développement et caractérisation du démonstrateur	91
3.1	Introduction du chapitre 3	93
3.2	Terminal	93
3.2.1	Organisation et principe de fonctionnement du terminal	94
3.2.2	Module d'alimentation	96
3.2.3	Module O/E	101
3.2.4	Module E/O	113
3.2.5	Interface QS-S et Instrument	127
3.2.6	Bilan sur le terminal	134
3.3	Interface BJ	137
3.3.1	Architecture de l'interface BJ	137
3.3.2	Source Laser Haute Puissance	139
3.3.3	Module E/O	139
3.3.4	Module O/E	142
3.3.5	Microcontrôleur et FIFO	144
3.3.6	Bilan sur l'interface BJ	148
3.4	Caractérisation du démonstrateur complet	148
3.4.1	Dispositif expérimental	149
3.4.2	Caractérisation de la communication SPI entre l'interface BJ et le terminal .	150
3.4.3	Un pas vers la marinisation	154
3.5	Conclusion du chapitre 3	156
4	Vers une solution plus générique	159
4.1	Introduction du chapitre 4	160
4.2	Choix de l'architecture du nouveau système	161
4.2.1	Choix de la technologie	162

4.3	Description du fonctionnement	164
4.3.1	Codeur, décodeur Manchester et récupération d'un signal d'horloge	164
4.3.2	Multiplexage et démultiplexage synchrones	167
4.4	Programmation du FPGA par le biais du langage VHDL	170
4.4.1	Environnement de développement du FPGA IGLOO	171
4.4.2	Points critiques et solutions apportées lors du développement du code VHDL	171
4.5	Simulation	173
4.5.1	Dispositif expérimental	173
4.5.2	Simulation des différents modules du système	174
4.5.3	Conclusion	179
4.6	Résultats expérimentaux	180
4.6.1	Dispositif expérimental	180
4.6.2	Résultats	181
4.7	Conclusion du chapitre 4	181
Conclusion et perspectives		185
Annexe		191
	Montages transimpédances	192
Bibliographie		199
Communications scientifiques		211
Liste des figures		215
Liste des tableaux		221

Introduction générale

La planète sur laquelle nous vivons est un système complexe que nous cherchons sans cesse à mieux comprendre. Nous observons la terre de différentes manières et les mesures obtenues sont d'un grand intérêt pour de nombreux domaines scientifiques. De l'étude sur nos origines aux prédictions sur l'évolution du climat, en passant par la recherche de nouvelles sources d'énergie et la compréhension de l'équilibre naturel, tous ces domaines s'accordent à dire que d'innombrables réponses se trouvent dans les océans. Autour de ces mystères que les océans renferment, la recherche océanographique a pour but de fournir des informations dans de nombreux domaines scientifiques : en géophysique, en physique des océans, ou en biologie, etc. L'exploration du monde océanique a commencé par des expéditions marines dont la durée était limitée à quelques semaines voire quelques mois. Cependant, pour comprendre des sujets comme l'évolution du monde marin ou encore effectuer de la surveillance en temps réel pour prédire les risques sismiques, des mesures de manière continue et sur des durées supérieures sont nécessaires. Des solutions telles que les instruments autonomes et les observatoires de fond de mer ont alors vu le jour avec pour objectif d'allonger les durées d'acquisition des mesures, d'augmenter la couverture d'observation et de minimiser les coûts liés à l'exploration, notamment en réduisant l'intervention humaine. L'intérêt porté à ces moyens de mesures dépend principalement de leur flexibilité, du nombre de capteurs disponibles et de leur autonomie en énergie. Par conséquent, ces systèmes d'investigation du milieu marin se différencient par la mobilité et la durée de la collecte des mesures, ainsi que par la taille de la zone d'exploration à couvrir. Parmi ces moyens de mesures, les observatoires câblés de fond mer sont actuellement en fort développement. Un observatoire câblé correspond à une infrastructure où les instruments sont physiquement connectés à une station terrestre via un câble sous-marin. De tels observatoires permettent la collecte des données pendant de longues périodes, estimées à 25 ans. Les observatoires offrent un accès en continu, de façon bidirectionnelle et avec un haut débit, aux instruments océanographiques. Cependant, le déploiement de ces structures nécessite l'emploi de

moyens importants, comme l'utilisation d'un navire câblé, ce qui engendre un coût d'installation considérable, s'approchant des quelques millions d'euros.

L'utilisation d'un observatoire câblé est aussi motivée par le grand nombre d'instruments multidisciplinaires qui peuvent lui être associés et par la surface d'exploration qu'il peut couvrir. Ces zones d'intérêt sont ciblées en fonction des besoins des scientifiques et évoluent, par exemple, en fonction des découvertes. Il peut alors être intéressant d'étendre la couverture du réseau de capteurs existants de quelques kilomètres par rapport à sa localisation d'origine. Cela implique, soit d'y connecter de nouveaux câbles accompagnés des nouveaux instruments, soit de déplacer l'observatoire câblé. Or, généralement, l'installation d'une nouvelle liaison est difficile et onéreuse, car elle nécessite de déposer un nouveau câble électro-optique et sollicite aussi une logistique très importante, équivalente à celle nécessaire pour installer l'observatoire câblé lui-même.

Dans le but de continuer à élargir les zones d'explorations océanographiques existantes, il est donc primordial de trouver une solution alternative et plus économique pour l'extension des observatoires câblés. Afin de répondre à cette problématique, nous proposons une solution qui consiste à étendre le réseau à l'aide d'une seule fibre optique transportant à la fois, l'énergie nécessaire à l'alimentation des instruments et les données échangées entre les instruments et la station terrestre.

En raison de sa légèreté par rapport à un câble de cuivre de même diamètre, cette solution du câble tout optique offre donc l'avantage d'apporter de la flexibilité à l'extension car son déploiement est possible avec des moyens légers, de type ROV (Remotely Operated Vehicle), par comparaison avec les navires câblés traditionnellement utilisés. L'objectif de notre projet, nommé opto-alimentation, est de montrer la faisabilité de cette solution attractive en évaluant ses possibilités, ses contraintes et ses limites de fonctionnement, et en mettant en place un démonstrateur. Le projet se compose de trois domaines d'étude : l'étude de la transmission toute optique de la puissance et des données sur la même fibre optique, la mise en place d'une électronique générique et basse consommation, et la construction du démonstrateur déployable en milieu marin. Ce projet, mené par le laboratoire Lab-STICC de l'ENIB¹ en collaboration avec l'IFREMER, est soutenu par le GIS Europôle Mer, la Région Bretagne et l'Union Européenne (FEDER).

Le travail de thèse présenté dans ce manuscrit se concentre sur la deuxième partie du projet : il s'agit de mettre en place une architecture opto-électronique générique autour de l'architecture optique. Cette architecture opto-électronique aura pour but d'assurer la communication entre l'ob-

1. École Nationale d'Ingénieurs de Brest

servatoire et l'instrument déporté. Deux modules opto-électroniques doivent donc être développés, chacun à une extrémité de la fibre optique. Pour mener à bien ce sujet, nous devons faire face à plusieurs points critiques. Tout d'abord, la conception du dispositif doit tenir compte des contraintes imposées par l'architecture optique définie dans la première phase du projet (thèse de F. Audo [1]). Il s'agit d'élaborer un cahier des charges à partir des caractéristiques de la liaison optique qui relie les deux modules opto-électroniques. Nous devons par exemple tenir compte du nombre de voies de données, des longueurs d'onde et des puissances des signaux optiques, de la puissance électrique disponible pour le module déporté. Ensuite, afin d'obtenir un dispositif générique qui soit en mesure de se connecter à un grand nombre d'observatoires et d'être capable d'y associer un grand nombre d'instruments océanographiques, nous devons évaluer les besoins en termes de débit et définir les protocoles de communication les plus adaptés. Ces grandeurs sont fortement liées à l'instrument employé et à la consommation du module déporté. Après une phase de développement d'un démonstrateur et de caractérisations expérimentales de chaque module situé aux extrémités de ce dispositif, nous serons en mesure d'estimer les performances et les limites d'un tel système. La validation du fonctionnement de ce démonstrateur sera l'étape clef permettant d'envisager la marinisation du prototype.

La suite de ce mémoire consacré à la réalisation de l'architecture opto-électronique de l'extension s'articule autour de quatre chapitres :

Le premier chapitre présente tout d'abord les outils employés pour la collecte d'informations océanographiques. L'accent est porté sur les observatoires câblés, qui offrent l'avantage d'une liaison continue avec les instruments, et sur les problématiques techniques liées à leur déploiement. Nous abordons ensuite les solutions actuellement en développement qui permettent de réduire le coût d'une telle infrastructure. Ceci nous amène à proposer la solution d'une extension par une fibre optique dont le module déporté est opto-alimenté. La mise en place de cette solution requiert le développement d'un module à faible consommation en raison de la puissance électrique disponible en bout de l'extension. Ainsi, dans la seconde partie du chapitre, nous récapitulons les principales techniques utilisées pour minimiser la consommation dans le vaste domaine des systèmes à faible consommation en nous appuyant sur une étude bibliographique. Cet état de l'art nous permet de positionner notre étude et d'en tirer bénéfice pour concevoir le module déporté de cette extension.

Le second chapitre commence par une description de l'architecture optique imaginée lors de la thèse de F. Audo [1]. Nous évoquons de manière succincte les phénomènes présents lors de la

propagation d'une onde optique dans la fibre optique et plus particulièrement lors du transport d'une forte puissance optique ($>1\text{W}$). Nous complétons ce descriptif par une présentation du bilan de liaison et du taux d'erreur binaire qui fixent les limites de fonctionnement du dispositif optique. À partir de ces informations et de celles issues de l'état de l'art sur le domaine des systèmes à faible consommation, nous définissons les caractéristiques techniques propres à notre dispositif telles que les puissances optiques des signaux, les débits des données échangées et le type d'instrument qui pourra y être connecté. Nous discutons ensuite des protocoles de communication à implémenter et nous concluons par une présentation de l'architecture détaillée de l'extension.

Le troisième chapitre présente en détail les deux modules placés aux extrémités du dispositif et le premier démonstrateur. Dans un premier temps, nous abordons l'un des éléments clefs du système d'opto-alimentation qu'est le module déporté. L'étude et la conception de ce module s'inspirent de l'état de l'art sur les systèmes à faible consommation en raison de la puissance électrique disponible. Après avoir décrit et argumenté les choix techniques et technologiques via les différents blocs fonctionnels, nous les caractérisons et les validons individuellement. Nous présentons ensuite les caractérisations complètes du terminal et les moyens expérimentaux utilisés pour y parvenir. Dans un second temps, nous nous intéressons au dispositif établissant la liaison avec l'observatoire. Nous suivons la même démarche que celle entreprise pour l'élaboration du module déporté. Nous concluons par l'analyse et la validation du fonctionnement de cet ensemble. Pour conclure ce chapitre, nous qualifions l'ensemble de l'extension en connectant les deux précédents modules via l'architecture optique, ce qui forme le premier démonstrateur. Nous caractérisons la qualité de la communication en comparant le signal échantillonné par l'instrument avec les données reçues par l'observatoire.

Le quatrième chapitre propose une nouvelle approche de la structure électronique de l'extension. L'objectif est d'augmenter le nombre d'instruments océanographiques compatibles avec notre extension sans apporter de modification à l'architecture optique précédemment définie et en conservant les protocoles de communication utilisés. Nous présentons une méthode dont la particularité est l'absence d'oscillateur local sur le module déporté. En effet, par le biais d'un seul signal optique de données reçu, le module déporté est en mesure de récupérer un signal d'horloge et trois signaux de données différents. Cette méthode s'appuie sur le multiplexage de signaux, le codage Manchester et le principe de la récupération d'horloge (DCR²). Après une simulation de chaque bloc et de l'ensemble du nouveau dispositif, nous validons expérimentalement le bon fonctionnement de la

méthode proposée.

Le manuscrit se termine par une conclusion et une proposition de perspectives pour la poursuite de ce projet.

Chapitre 1

État de l'art

Sommaire

1.1	Introduction du chapitre 1	16
1.2	Observatoires océanographiques	18
1.2.1	Importance des observatoires dans le domaine scientifique	18
1.2.2	Catégories d'observatoires et leurs architectures	20
1.2.3	Extension d'observatoires câblés grâce au projet opto-alimentation	31
1.3	Systèmes à faible consommation	33
1.3.1	Consommation d'un système à énergie embarquée	34
1.3.2	Consommation d'un système à énergie externe	40
1.3.3	Bilan sur les systèmes à faible consommation	55
1.4	Le projet de thèse [...]	58
1.5	Conclusion du chapitre 1	61

1.1 Introduction du chapitre 1

Ces dernières années, l'intérêt porté par la communauté scientifique pour l'observation du milieu océanique s'est constamment accru, et ce, dans de nombreux domaines comme la biologie, la chimie, l'océanographie, etc. Ces études permettent une meilleure compréhension du comportement des océans qui est lié à celui de notre planète. Les informations recueillies sont utilisées afin de prédire les phénomènes naturels tels que les séismes, les tsunamis et les changements climatiques. Ainsi, le développement de moyens d'observation des océans est actuellement un sujet de recherche très important par le fait de la grande diversité des informations qu'il est possible d'extraire.

Nous commençons ce chapitre par une présentation des outils utilisés pour collecter les informations océanographiques. Nous proposons de les diviser en deux parties distinctes : les instruments autonomes et les observatoires de fond de mer. L'intérêt de l'utilisation d'une de ces catégories d'observatoires dépend principalement du temps d'acquisition des mesures, de la flexibilité demandée pour le déploiement de l'observatoire et du temps nécessaire pour récupérer les données collectées. Ensuite, nous mettons l'accent sur les observatoires câblés qui offrent l'avantage considérable de donner un accès aux données de manière continue. Ces types d'observatoires, qui nécessitent une infrastructure souvent lourde, sont déployés avec des objectifs d'observation bien définis dans des régions maritimes préalablement identifiées. Les besoins d'observation peuvent ensuite évoluer après quelques années d'utilisation. La zone d'intérêt à explorer doit parfois être étendue de quelques kilomètres. Nous verrons qu'étendre ces observatoires est complexe et onéreux. La solution que nous proposons afin de réduire le coût et la complexité de l'extension consiste à employer une seule fibre optique pour transmettre les données et l'énergie d'alimentation aux nouveaux capteurs. Ce procédé de haute technologie correspond à un domaine encore peu exploité de l'utilisation de la fibre optique : la puissance sur fibre.

La fibre optique est aujourd'hui privilégiée pour le transfert de données à haut débit pour tous types de communication tels que le téléphone ou Internet. Élément clef de l'opto-alimentation, le transport de la puissance optique par fibre optique reste limité à quelques centaines de milliwatts pour des distances supérieures au kilomètre. De plus, les composants de conversion O/E¹ de haute puissance (>100mW) existants sont rares et offrent un rendement généralement inférieur à 50%. Par conséquent, pour mettre en place un tel système, le module opto-alimenté se doit d'avoir une consommation d'énergie optimisée.

1. Optique/Électrique

Ainsi, dans une deuxième partie, nous présentons les principales techniques utilisées pour développer des systèmes à faible consommation. Nous abordons un état de l'art centré sur deux points principaux que sont l'optimisation de la consommation pour des systèmes à énergie embarquée et pour des systèmes à énergie externe. Cette description fournit des informations utiles au développement de l'extension, notamment au niveau de la conception électronique du module déporté et opto-alimenté.

Nous finissons ce chapitre par une discussion sur la mise en place de l'extension dans le contexte des observatoires câblés sous-marins. Nous y présentons les objectifs d'un tel système. Le sujet de la thèse est ensuite détaillé : il consiste au développement de deux modules opto-électroniques communicants, placés aux extrémités d'une architecture optique auparavant définie. L'extension permettra de connecter à un observatoire existant une grande variété d'instruments, à faible consommation et utilisés pour l'étude des océans.

1.2 Observatoires océanographiques

1.2.1 Importance des observatoires dans le domaine scientifique

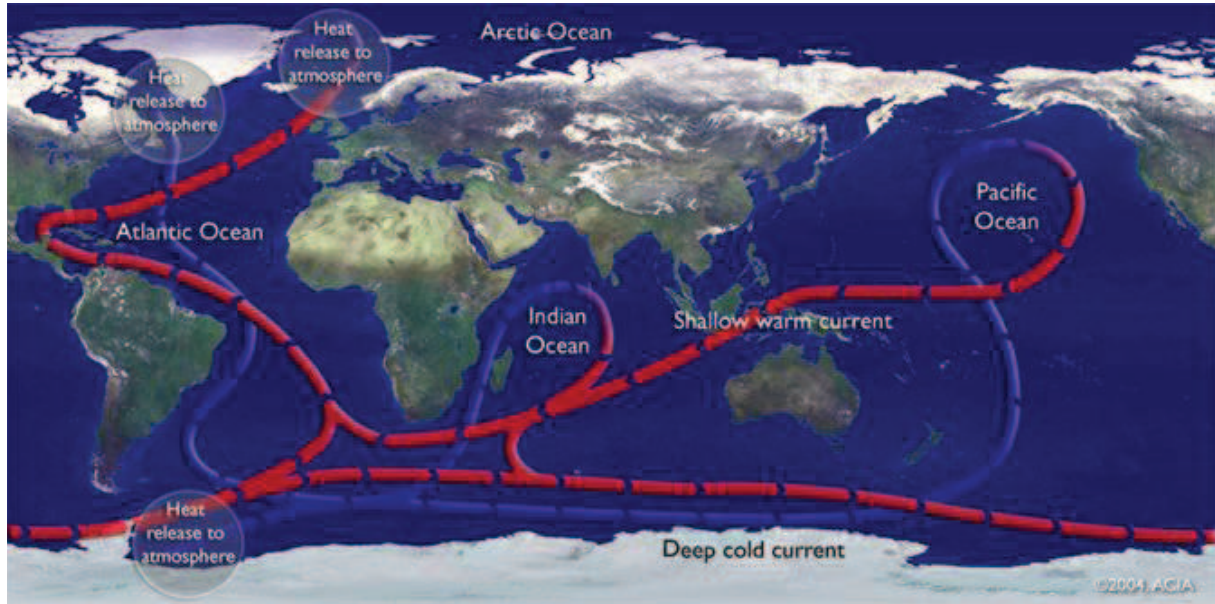


FIGURE 1.1 – Carte de la planète Terre et des principaux courants océaniques [2]

De jour en jour, nous enrichissons nos connaissances concernant la planète où nous vivons. Ces derniers siècles, l'exploration de notre planète s'est faite essentiellement en surface. Pourtant, aussi appelée la planète bleue, elle est recouverte à 70% d'océan et nous ne connaissons que trop peu ce milieu océanique qui est un élément essentiel à la compréhension de nombreux phénomènes scientifiques. Par exemple, les connaissances apportées sur le milieu océanique ont permis de mieux comprendre l'interaction de celui-ci sur l'environnement terrestre. Ainsi, la mise en évidence du lien entre les courants océaniques et les changements climatiques, a permis de prédire les futurs changements météorologiques (cf. figure 1.1). Toute recherche a sa propre nature et requiert une approche différente qui varie en fonction de la durée des mesures et de la zone d'investigation à couvrir. En effet, l'observation des continents et des océans peut se faire sur une période courte comme sur une période pouvant s'étendre sur des siècles. Un tremblement de terre ou un tsunami ne s'évaluent pas de la même manière que les changements climatiques ou encore que la collecte des données sur la biodiversité, l'écosystème et les interactions biophysiques. Pour ces raisons, l'observation scientifique idéale consiste à acquérir les mesures de multiples paramètres à très long terme, en de nombreux points du globe, et cela de façon continue.

L'observation océanique apporte donc des réponses dans de nombreux secteurs scientifiques liés



FIGURE 1.2 – Navire de recherche Atalante appartenant à l'IFREMER [6]

à l'environnement et à l'océan. L'étude de différents thèmes scientifiques peut être faite à plusieurs échelles temporelles : les phénomènes périodiques courts à variations brutales et non prévisibles, les phénomènes dont la période varie entre quelques mois jusqu'à quelques années, et les phénomènes dits globaux et à long terme [3]. Dans le premier cas, peuvent être classés les tremblements de terre, les tsunamis, le volcanisme sous-marin ou les conséquences biologiques, chimiques et physiques de tempêtes. La seconde catégorie regroupe l'activité des monts hydrothermaux et leurs variations de biomasse, la surveillance des côtes et l'évolution de la faune et de la flore. Finalement, le suivi de la lithosphère océanique et de la circulation thermohaline est un exemple qui est inclus dans la dernière catégorie.

Ce sont les expéditions marines réalisées depuis la fin du dernier siècle qui ont apporté la majorité des connaissances que nous avons sur les océans. Les scientifiques disposent maintenant de moyens conséquents dédiés à la recherche halieutique et océanographique comme des bateaux équipés de nombreux instruments qui sont à eux seuls des laboratoires flottants. Par exemple, IFREMER² possède un navire de recherche pluridisciplinaire nommé l'Atalante [4] visible sur la figure 1.2. Ce dernier est utilisé pour transporter le submersible habité : "Nautilus", et le robot télé-opéré (ROV³) : "Victor 6000" [5].

Ces expéditions marines, locales et de courte durée, sont inadaptées pour comprendre des phénomènes étendus à l'échelle de la planète et évoluant sur le long terme [7]. Il faudrait déployer

2. Institut Français de Recherche pour l'Exploitation de la Mer

3. Remotely Operated Vehicle

de nombreuses équipes pendant un temps considérable (de quelques mois à quelques années) afin d'obtenir des mesures exploitables et continues. Pour cela, les observatoires océanographiques ont été mis en place, permettant ainsi de réduire l'intervention humaine. La suite de ce chapitre est dédiée à ces autres moyens d'observation et de mesure.

1.2.2 Catégories d'observatoires et leurs architectures

Dans le but de minimiser l'intervention humaine lors de la collecte de mesures continues et sur le long terme, des moyens d'observation spécifiques ont dû être développés. Nous allons présenter ces observatoires en les classant en deux catégories : l'instrumentation autonome en énergie et les observatoires de fond de mer (observatoires autonomes en énergie non câblés et observatoires câblés).

Instrumentation autonome en énergie

Dans cette catégorie sont classés les systèmes autonomes en énergie qui sont souvent spécifiques à un type de mesure et qui regroupent que très peu d'instruments. Ils peuvent être mobiles ou fixes et fonctionnent généralement sans intervention humaine. Avec ces moyens d'observation, la quantité de données collectées est souvent limitée et ces dernières sont transmises ponctuellement, ou lors de la récupération de l'instrument autonome. Il y a par exemple les flotteurs de "subsurface" dérivants. Historiquement, la première campagne a eu lieu en 1994 avec les MARVOR utilisés pour mesurer le déplacement des masses d'eaux profondes de l'océan [8]. Nous pouvons aussi citer les PROVOR servant à la mesure de la température et de la salinité jusqu'à une profondeur de 2000 mètres [9, 10]. Le principe de fonctionnement des flotteurs de subsurface dérivants, illustré sur la figure 1.3 consiste à collecter les données durant des cycles de descentes et de montées. Les données sont transmises à un satellite à chaque cycle lorsque les flotteurs de subsurface dérivants finissent un cycle de mesure et remontent en surface. Dans le cas de PROVOR, les données sont transmises tous les dix jours en utilisant le réseau de satellites ARGOS⁴. La durée de vie de ces flotteurs de subsurface dérivants est d'environ 5 ans. L'hydro planeur ("glider") [11, 12] est un autre type de flotteur de subsurface. Cependant, au lieu d'être porté par les courants, il se déplace sous l'eau de manière autonome en planant (il n'est généralement pas équipé de moteur), avec des cycles de montées et de descentes (illustration sur la figure 1.3). L'hydro planeur recalcule sa trajectoire par rapport à celle préalablement programmée une fois qu'il se retrouve en surface. Son autonomie lui

4. Advanced Research and Global Observation Satellite

permet de parcourir plus de 6000km en un seul cycle de vie comprenant plusieurs cycles de plongées et remontées. Dans cette catégorie se trouvent aussi les instruments autonomes fixes comme la ligne de mouillage où les données sont généralement collectées lors de la récupération de cette dernière. Nous pouvons citer la campagne MOVE⁵ qui s'est déroulée en 2002 [13]. L'objectif consistait à déployer des instruments sur des lignes de mouillage qui effectuaient des mesures toutes les dix minutes pendant un an. Ces mesures concernaient principalement des profils de température, de salinité et d'oxygène. À la fin de la campagne, le navire l'Atalante est venu récupérer les lignes de mouillage.

L'alimentation en énergie des instruments précédemment cités s'effectue par des piles et leur autonomie dépend de la capacité de ces dernières. Pour augmenter cette autonomie, deux solutions sont possibles : augmenter la capacité des piles et/ou utiliser des instruments à faible consommation, ce qui conduit à augmenter les temps de veille, limiter le débit et les temps de transfert des données. Cela implique inévitablement que les données collectées ne soient pas accessibles en permanence.

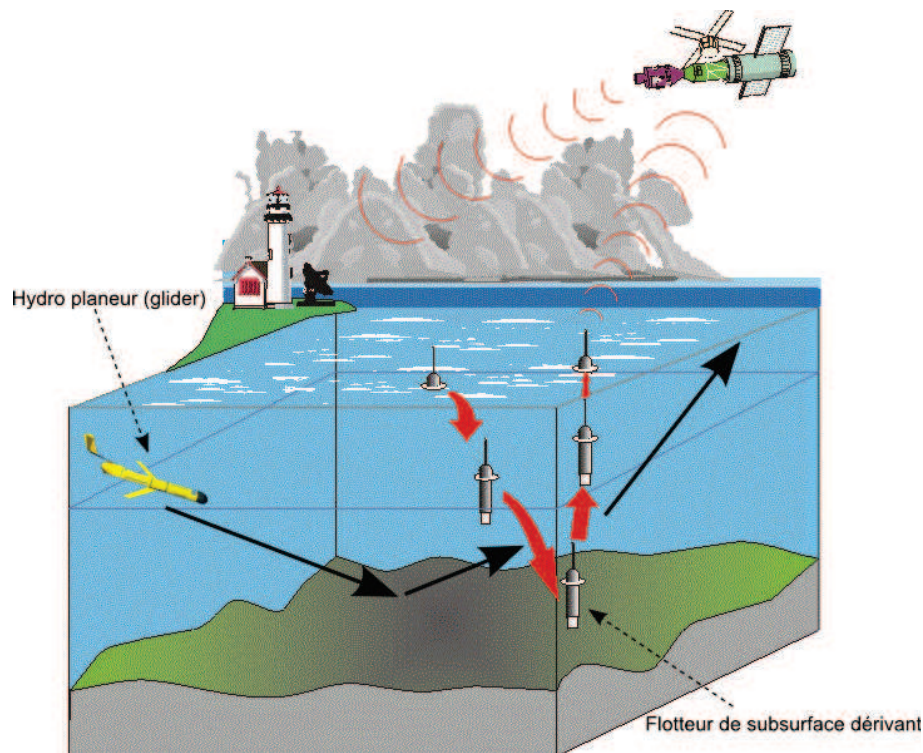


FIGURE 1.3 – Fonctionnement du flotteur dérivant et du planeur. [9] - schéma modifié

Observatoire de fond de mer

Le symposium des observatoires de fond de mer à Islamorada (Floride) en 2000 a été l'occasion de discuter de l'évolution et du futur des observatoires sous-marins [14]. Le NRC⁶ a alors donné pour la première fois une définition complète du terme « observatoire de fond de mer » : « [...] un système sans équipage, à un site fixe, d'instruments, de capteurs, et de modules de commandes connectés au continent soit de façon acoustique, ou via une boîte de jonction sous-marine liée à une bouée en surface ou à un câble de fibre optique [...] ». Trois configurations d'observatoire peuvent être définies : ceux liés ponctuellement au continent, ceux liés à un navire de recherche et ceux liés en continu au continent par une liaison acoustique ou câblée [3]. Les deux premières configurations sont classées dans les observatoires autonomes en énergie et leur autonomie dépend de la capacité des piles employées.

Observatoires autonomes en énergie et non câblés

Disposant d'un plus grand nombre d'instruments que l'instrumentation autonome, l'observatoire autonome correspond à des réseaux de capteurs généralement interconnectés autour d'un nœud central. Bien que les instruments puissent remonter jusqu'à la surface, le nœud central de l'observatoire autonome est posé au fond de l'océan. Il est par conséquent classé dans les observatoires de fond de mer.

Un de ces premiers observatoires liés ponctuellement au continent a été SAMO⁷, déployé par l'IFREMER en 1991. Il enregistrait des données pendant une certaine période puis les envoyait périodiquement à un navire de recherche par une liaison acoustique (cf. figure 1.4). Les observatoires MABEL⁸ [15], déployé en Antartique, ou SN-1⁹ [16], déployé au sud de l'Italie, utilisaient le même procédé. Ce dernier enregistrait environ 10Gbits de données en 130 jours. Dans le cadre du projet GEOSTAR¹⁰, les données étaient transmises par le biais de capsules capables de flotter. Il en existe deux catégories. La première était la capsule appelée “messenger perdable¹¹” car elle n'est pas dédiée à être récupérée. Elle est libérée périodiquement ou lors d'un évènement (p. ex. tremblement de terre) et transmet les informations une fois à la surface par le réseau de satellites ARGOS. Sa contenance est de 32kbits de données. La seconde est la capsule “stockage¹²”. D'une capacité de 1 à 40Mbits

6. National Research Council

7. Station Autonome de Mesures Océanographiques

8. Multidisciplinary Arctic Benthic Laboratory

9. Submarine Network -1

10. GEophysical and Oceanographic STation for Abyssal Research

11. Expendable en anglais

12. Storing en anglais

de données, elle est libérée sur un ordre acoustique. La capsule remonte en surface et est récupérée par le navire ayant fait la requête. Ces observatoires sont classiquement équipés de sismomètres, gravimètres, magnétomètres, CTD ¹³, courantomètre et de capteurs électrochimiques (p. ex. mesures d'oxygène et de phosphate). La durée de vie de ces installations est typiquement d'un an.

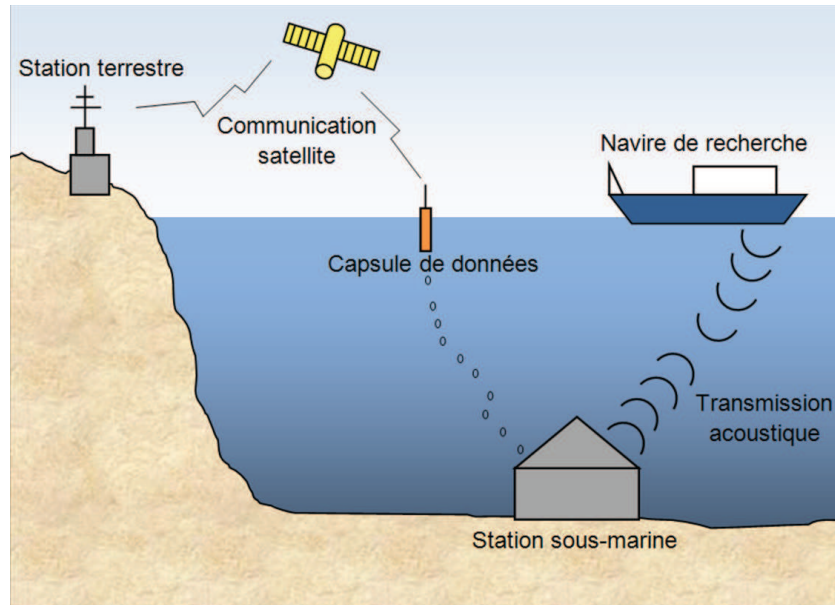


FIGURE 1.4 – Fonctionnement d'un observatoire autonome lié ponctuellement au continent ou à un navire de recherche [1]

Toujours dans la catégorie des observatoires autonomes en énergie, nous trouvons ceux liés au continent par une liaison acoustique continue. Dans cette configuration, les données sont transmises en temps réel, par liaison acoustique, à une infrastructure telle qu'une bouée de mouillage ou à un autre observatoire comme un nœud d'un réseau sous-marin (ex : ASSEM ¹⁴ [17] et ORION-GEOSTAR-3 ¹⁵ [18]).

Le premier type de transmission des données par liaison acoustique s'effectue via une bouée ancrée sur le fond marin. Cette dernière transmet ensuite les données par liaison radio et/ou satellitaire à une station terrestre comme illustré sur la figure 1.5. Le débit des données est généralement compris entre 1 et 10kbit/s. Il est difficile d'avoir une meilleure bande passante. En effet, plusieurs facteurs comme l'alimentation restreinte de l'observatoire et de la bouée ainsi que la stabilité de la bouée limitent le débit de la communication temps-réel. L'alimentation de l'observatoire autonome se fait par des piles tandis que la bouée est alimentée par des panneaux solaires et/ou par des batteries. Le second type de transmission des données par liaison acoustique s'effectue via un nœud d'un

13. Conductivity Temperature Depth

14. Array of Sensors for long terme SEabed Monitoring

15. ORION : Ocean Research by Integrated Observatory Networks

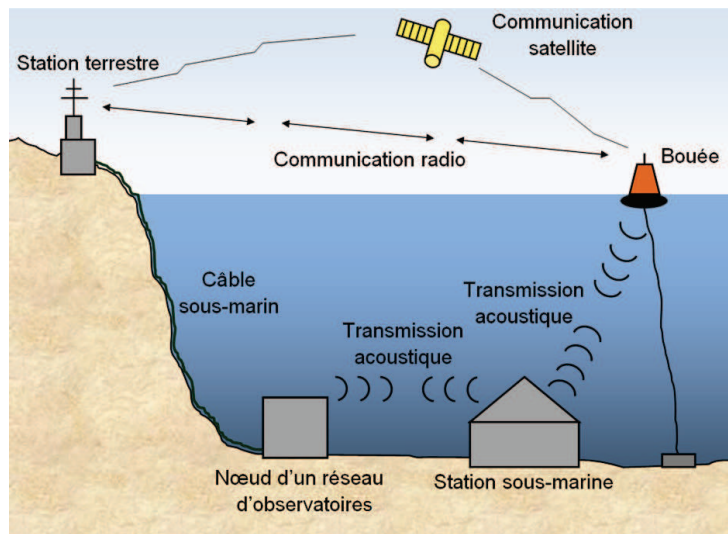


FIGURE 1.5 – Fonctionnement d'un observatoire autonome relié au continent en continu par une liaison acoustique [1]

autre réseau d'observatoires lié par un câble à la station terrestre (cf. figure 1.5). La communication est ainsi moins perturbée et plus performante en débit.

La durée de vie de ces observatoires dépend fortement de leur autonomie en énergie. Celle-ci est d'environ un an, comme l'a démontré l'utilisation de GEOSTAR-3 dont les mesures ont duré 477 jours [19]. De plus, cette durée d'un an est souvent nécessaire et imposée par les conditions climatiques afin, par exemple, de récupérer le système en été où les conditions maritimes sont plus propices.

En conclusion, les performances des observatoires autonomes sont fortement limitées par la méthode d'alimentation en énergie et le débit des données ; en effet le débit de transmission et la quantité des données mesurées, ainsi que les délais de transmission, conditionnent fortement la durée de vie de l'observatoire au travers de son autonomie énergétique. De plus, ce type d'observatoire n'est pas optimisé pour faire des observations de longue durée (OPEX¹⁶ important). Pour y remédier, les observatoires câblés ont été proposés.

Observatoires câblés

Un observatoire câblé est généralement composé d'une station terrestre, de câbles sous-marins, de nœuds, de boîtes de jonction et d'instruments (cf. figure 1.6).

- La station terrestre fournit dans la majeure partie des cas, l'énergie à tout l'observatoire et reçoit les données terrestres. La station terrestre a aussi pour rôle la gestion des données

16. OPERating EXpense : coût de fonctionnement

provenant des instruments. Elle est l'interface avec les scientifiques.

- Le câble sous-marin transporte les données et, fréquemment, l'énergie. Il existe différentes configurations : le cas où le câble transporte uniquement les données (l'énergie est fournie par une pile), il se compose soit de cuivre ou de fibre optique ; le cas où le câble transporte les données et l'énergie d'alimentation, alors le cuivre est utilisé pour l'énergie et les données sont transportées soit par le cuivre ou la fibre optique. Les câbles peuvent généralement distribuer une dizaine de kilowatts, supporter des données ayant un débit théorique de 0,5 à 1Tbits/s et cela sur des longueurs pouvant atteindre plus de 800km.
- Le nœud est le lien entre la station terrestre et toutes les boîtes de jonction et leurs instruments. Il réceptionne et gère la distribution de l'énergie aux boîtes de jonction ainsi que le flot de données provenant de la station terrestre et de ces boîtes de jonction.
- La boîte de jonction centralise les instruments déportés dans une zone de mesure. Elle réceptionne les données envoyées par les instruments pour les communiquer au nœud. Il arrive parfois que la boîte de jonction transmette des informations à l'instrument telles que le temps d'acquisition, la sensibilité, ou encore d'autres paramètres.
- L'instrument collecte les mesures issues d'un ou des capteurs et les transfère à la boîte de jonction à laquelle il est associé.

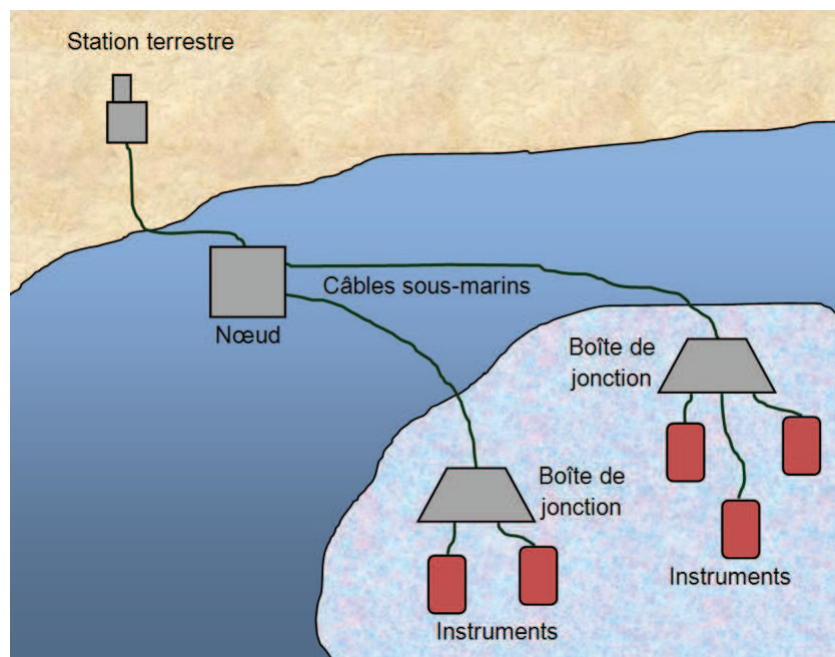


FIGURE 1.6 – Fonctionnement d'un observatoire câblé [1]

Le coût financier de mise en œuvre de ces observatoires câblés, qui se divise en CAPEX¹⁷ et OPEX, est beaucoup plus important que ceux des observatoires non câblés et de l'instrumentation autonome. Néanmoins, le ratio CAPEX et OPEX est différent en fonction du type d'observatoire. Ainsi, c'est le CAPEX qui est le plus important pour un observatoire câblé alors que c'est l'OPEX qui prime pour les observatoires autonomes. La durée de vie d'un observatoire câblé étant estimée à 25 ans, A. Chave a estimé que le coût financier de 20 bouées, entretenues pendant 25 ans, est supérieur au coût d'un observatoire de 26 nœuds, maintenance comprise [20]. Cette estimation suppose que l'observation est effectuée dans une zone éloignée des côtes, où l'installation et la maintenance sont difficiles, particulièrement pour les bouées.

Le premier observatoire câblé fut installé en 1978 par la JMA¹⁸ au Japon, plus précisément dans la région de Tokai. Cette zone avait été choisie car elle fut le foyer d'une activité sismique en 1978. Les motivations du déploiement de cet observatoire étaient d'étudier les tremblements de terre dans le but de prévenir de futurs séismes et tsunamis qui sont des phénomènes très fréquents au Japon. L'observatoire était équipé de quatre sismographes et d'une jauge de pression, répartis sur un câble long de 125km [21]. Après le développement de plusieurs observatoires câblés de fond de mer, la communauté internationale a eu la volonté de réaliser des observatoires multidisciplinaires couvrant de grandes zones de mesures (quelques 10 000km² à quelques 100 000km²). Le premier observatoire câblé de grande envergure fut NEPTUNE¹⁹. Déployé en 2008, ce projet canadien est localisé sur la plaque tectonique de Juan De Fuca. Cet observatoire est connecté à Internet et permet aux scientifiques d'accéder à un grand nombre d'instruments dédiés à des domaines d'application variés : la sismologie, la géodynamique, le flux de particules des marges de la plaque, l'hydrogéologie et la bio-géochimie des fonds marins, les processus de la zone de subduction et de la dorsale, l'écologie des fonds marins, les courants marins, et la faune marine. Le câble central électro-optique de l'observatoire transportant l'énergie et les données, long de 825km, est déployé en boucle autour de la plaque tectonique afin de surveiller six sites d'intérêts scientifiques, avec la possibilité d'installer six nœuds (cinq sont installés pour le moment). Il débute et termine à Port Alberni (Colombie-Britannique, Canada) avec une station terrestre. La durée de vie prévue est de 25 ans au minimum [22]. L'observatoire est présenté sur la figure 1.7.

17. CAPital EXpenditure : coût d'investissement

18. Japan Meteorological Agency

19. North-East Pacific Time-series Undersea Networked Experiments

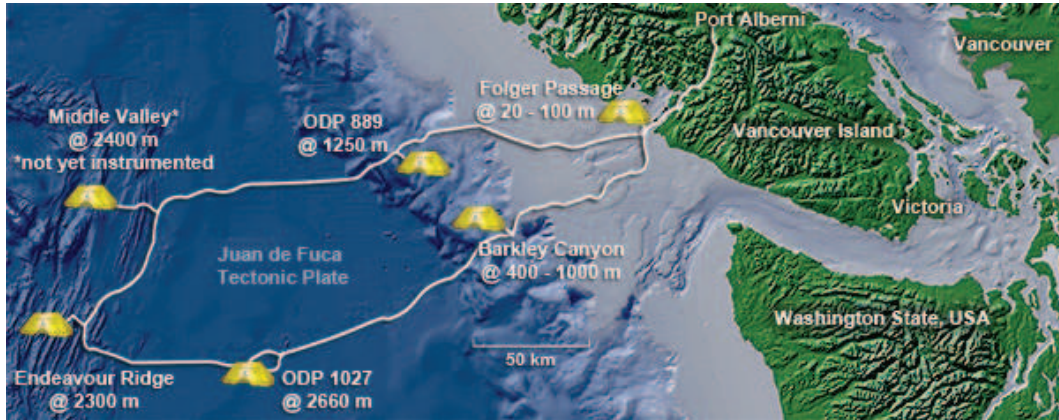


FIGURE 1.7 – Localisation de l’observatoire canadien NEPTUNE [23]

Il faut néanmoins noter que la mise en place des installations précédentes est réalisable avec de gros budgets, ce qui est un frein notable au développement des observatoires câblés. Le coût d’un câble, posé par un navire câblé revient à plus de 3 millions d’Euros pour 100km de câble déployé [24]. D’autres frais s’ajoutent à cela, comme le coût du matériel de connexion ou encore la maintenance du réseau. Pour limiter ces coûts, plusieurs moyens sont envisagés. Ils consistent en :

- la ré-utilisation de câbles existants et déjà déployés dans la future zone d’installation de l’observatoire ;
- le partage du même câble pour les télécommunications et l’observation sous-marine ;
- le partage d’un même câble par plusieurs observatoires ;
- l’utilisation d’un autre type de câble moins cher mais moins performant.

Pour illustrer le premier cas, qui consiste à récupérer des câbles de télécommunications actuellement inutilisés [25], nous pouvons citer le projet japonais GeO-TOC²⁰ [26]. Dans le projet GeO-TOC se trouve un observatoire sismologique situé entre Ninomoya et Guam conçu autour d’un ancien câble de télécommunication long de 2700km. Cet observatoire a fonctionné pendant cinq années jusqu’en 2002 [27].

Le développement des observatoires câblés suscite un intérêt grandissant chez les câblés spécialistes des télécommunications. Lors de la conférence SubOptic 2013 à Paris, il a été évoqué des solutions consistant au développement de câbles de télécommunication avec des liaisons dédiées à l’observation marine. Des capteurs pourraient être ajoutés au niveau des différents répéteurs sous-marins²¹. L’avantage financier, commun pour les opérateurs de télécom et les organismes déployant des observatoires de fond de mer, se trouve à la fois dans le coût du déploiement partagé ainsi que

20. Geophysical and Oceanographic Trans Ocean Cable

21. Aussi appelés “green repeaters”

dans le partage des tâches liées à la maintenance, comme l'entretien et la supervision du réseau [28, 29]. De plus, cela permet aux opérateurs télécoms d'améliorer leur image d'éco-technologie et de leur ouvrir une perspective de nouveau marché.

L'objectif étant de réduire les coûts d'installation, certains observatoires ont mutualisé leurs câbles. L'observatoire SN-1 se trouve dans ce cas (cf. figure 1.8). Il était autonome en énergie en 2002 et 2003 ; puis il a été redéployé dans la même zone en janvier 2005. Cependant, dans la dernière configuration, il a été connecté à un câble de 25km de long, déjà utilisé par NEMO²² déployé par l'INFN²³ [3] dans le but d'observer les neutrinos dans les fonds marins.

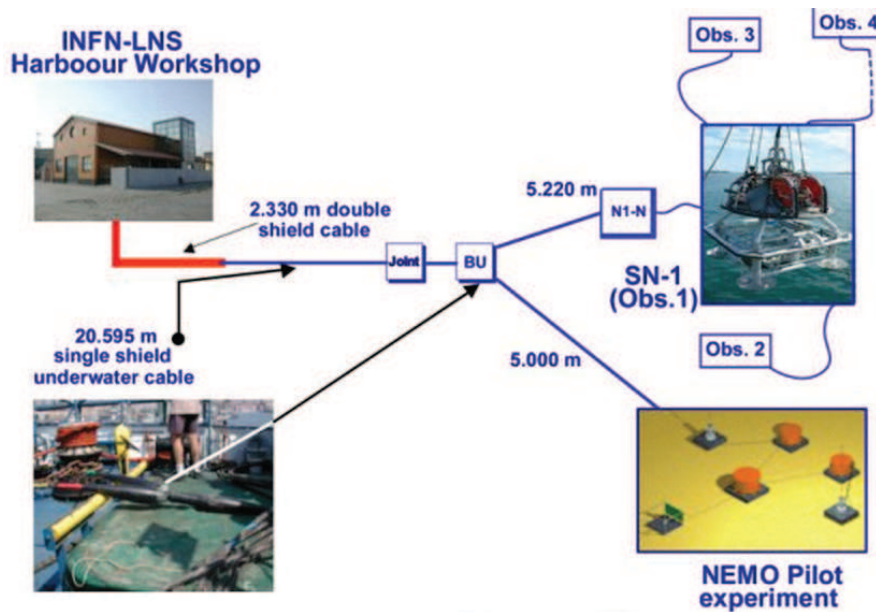


FIGURE 1.8 – Architecture du réseau SN-1 - NEMO [30]

De nouvelles solutions sont à l'étude pour trouver le meilleur compromis entre les besoins scientifiques et les performances des observatoires ; cela afin de réduire le coût de déploiement et le prix du câble. Par exemple, le projet Deep Sea Net est consacré à l'étude d'une solution compacte et simple de déploiement d'un câble dédié à des observatoires de fond de mer pour de la surveillance à long terme. Ce projet s'est focalisé sur le développement et l'industrialisation d'un micro câble composé de fibres optiques et de nœuds communiquant avec le protocole Internet (IP). L'alimentation est assurée par des piles (six piles au lithium), les instruments sont quant à eux réveillés sur commande. L'autonomie est évaluée à dix ans pour un temps d'utilisation d'un quart d'heure par jour. Les atouts de cette solution concernent le choix du câble, le système de déploiement, et l'élaboration de connecteurs imperméables. En effet, le poids du câble est réduit ce qui rend possible

22. NEutrino Mediterranean Observatory

23. Istituto Nazionale di Fisica Nucleare : Institut national italien de physique nucléaire

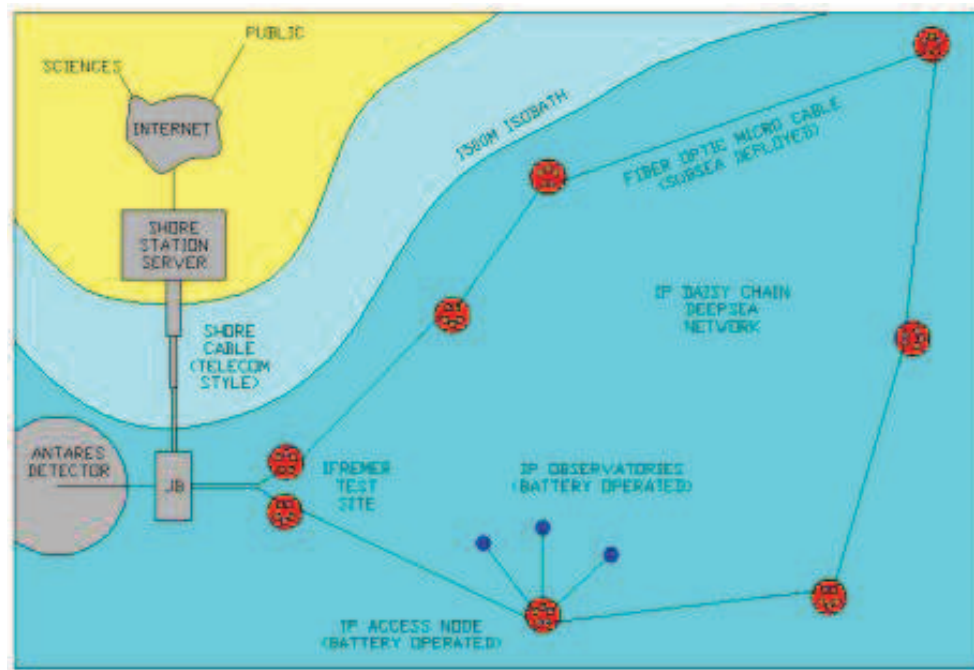


FIGURE 1.9 – Architecture du réseau Deep Sea Net connecté à la boîte de jonction du projet ANTARES [24]

le déploiement par un ROV [31]. Un premier prototype a été connecté sur la boîte de jonction du projet ANTARES²⁴ en 2010 (cf. figure 1.9).

Il existe aussi des observatoires de fond de mer facilement extensibles dédiés à la réduction des coûts de la recherche sur de nouveaux moyens d'observation ou sur le développement d'instruments océanographiques. Ils présentent l'avantage d'être plus facilement accessibles que les observatoires existants, en raison de leur emplacement, ce qui réduit fortement les coûts d'intervention. Nous pouvons citer l'observatoire extensible OBSEA²⁵ [32] installé en mai 2009 dans le cadre du projet EMSO²⁶ ESONET²⁷. OBSEA est déployé à 20m de fond et à 4km au large des côtes de la Catalogne. L'objectif de ce projet est de proposer une solution moins onéreuse pour l'étude de l'environnement marin local ainsi que de faciliter l'accès à la structure d'un observatoire câblé pour le développement et les tests de nouveaux instruments océanographiques. Actuellement, cet observatoire dispose déjà de nombreux capteurs [33] comme une caméra, un hydrophone et d'autres instruments spécifiques à la mesure du courant, de la température, etc. Les données disponibles en temps réel et celles précédemment collectées par cet observatoire sont accessibles via un site internet et sur demande. Sur la figure 1.10, nous pouvons voir l'observatoire OBSEA et le câble qui le relie à la station

24. Astronomy with a Neutrino Telescope and Abyss environmental RESearch

25. OBservatorio Submarino ExpAndible : observatoire de fond de mer extensible

26. European Multidisciplinary Seafloor Observatory

27. European Seas Observatory NETwork

terrestre. Ce câble est composé de six fibres optiques (pour les données), d'un câble en cuivre central et d'une protection en aluminium tous deux dédiés pour le transport de l'énergie d'alimentation. Nous pouvons aussi citer l'observatoire de fond de mer câblé MeDON²⁸ [34] développé dans le cadre du projet EMSO/ESONET. MeDON a été installé en juin 2012 en mer d'Iroise à proximité de l'île Molène (Bretagne). Cet observatoire permet une surveillance du milieu marin tout en offrant une plate-forme d'essai et de démonstration technologique d'instrumentation aux scientifiques ainsi qu'aux industriels[35]. Le câble de liaison avec la station terrestre est composé de 8 fibres optiques et d'un conducteur de cuivre. À ce jour, plusieurs instruments comme des hydrophones, une caméra HD et un profileur de courant sont installés sur l'observatoire et des données collectées sont accessibles par le réseau internet [36].

Pour conclure, nous notons que ces dernières années, des efforts considérables ont été effectués dans le domaine des observatoires de fonds de mer câblés afin de réduire leur coût. Malgré l'avancement de la technologie, il reste très difficile d'associer une communication continue avec les instruments, une observation à long terme, et un déploiement peu coûteux. Il est donc nécessaire de poursuivre les efforts en cherchant des solutions permettant d'étendre facilement, avec flexibilité et à moindre coût, les observatoires câblés existants.

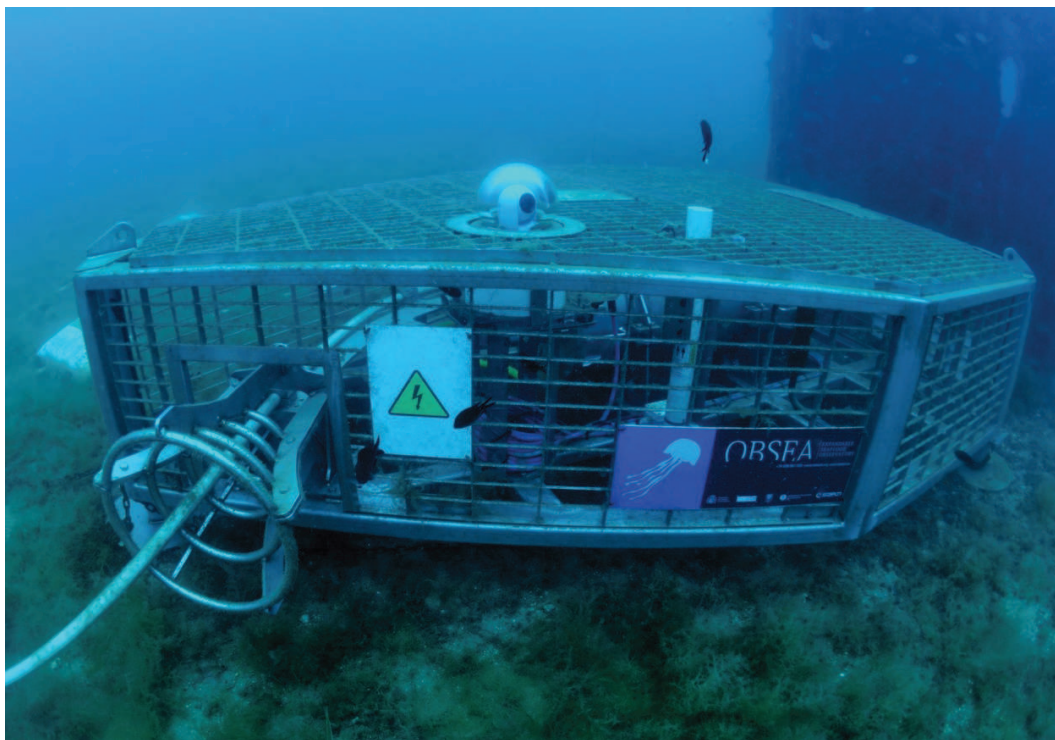


FIGURE 1.10 – Photo de l'observatoire OBSEA [37]

28. Marine e-Data Observatory Network

1.2.3 Extension d'observatoires câblés grâce au projet opto-alimentation

Dans le cas où l'on souhaite déporter des instruments à quelques kilomètres d'un observatoire câblé existant, de sorte à explorer de nouvelles zones sur le long terme, une solution qui consisterait à déployer des câbles mixtes²⁹ serait coûteuse à mettre en œuvre et peu flexible. En effet, l'installation de ce type d'extension serait onéreuse, car elle nécessiterait des moyens lourds de déploiement, par exemple l'obligation d'affréter un navire câblé en raison du poids important des câbles mixtes. De plus, le transport de l'énergie par le cuivre, sur une longue distance, requiert l'utilisation de haute tension supérieure à la centaine de volts et nécessite alors une attention particulière lors de la manipulation des câbles mixtes (sécurité, arc électrique, etc...). Une solution alternative consisterait à déployer des instruments autonomes en énergie (pile) et connectés via une fibre optique pour le transfert des données en continu. Cette structure pourrait alors être déployée par un ROV plutôt que par un navire câblé. Cependant l'accès en continu aux données serait limité pour préserver la durée des piles qui seraient bien sûr à remplacer périodiquement. Ainsi, pour pallier ces inconvénients et permettre d'étendre plus facilement un observatoire câblé existant, nous proposons un projet basé sur l'opto-alimentation, qui consiste en l'étude et au développement d'une extension câblée optique répondant au cahier des charges suivant :

- le dispositif doit s'étendre sur une longueur de 10km ;
- les données sont échangées de façon bidirectionnelle, en continu et accessibles en temps réel ;
- la puissance et les données sont transmises sur une seule fibre optique (limitation du nombre de connecteurs optiques sous-marins) ;
- l'instrument est alimenté en permanence et la puissance électrique délivrée doit atteindre quelques centaines de milliwatts.

Ainsi, le cœur de l'extension est un câble composé d'une seule fibre afin de limiter le nombre de connecteurs optiques sous-marins et de supprimer l'utilisation de haute tension, ce qui apporte de nombreux avantages en comparaison à l'utilisation d'un câble électro-optique (cuivre pour la puissance et fibre optique pour les données). Par ailleurs, grâce aux propriétés physiques de la fibre optique, nous pouvons envisager d'employer ce type d'extension pour d'autres applications. Par exemple, en milieu hostile où l'utilisation d'un câble électrique est proscrite en raison de la présence de haute tension et de champs électromagnétiques [38]. En effet, la fibre optique n'est pas sensible

29. Les câbles mixtes sont composés de fibres optiques en fourreaux protégées par gel, de conducteurs sous forme de fil ou de feuillets (le plus souvent en cuivre et parfois en aluminium), d'isolants et d'une armature en fil d'acier qui protège l'ensemble.

aux perturbations électromagnétiques. Nous pouvons aussi profiter de la faible atténuation de la fibre lors du transport de signaux numériques à haut débit. Nous pouvons également connecter aisément à cette extension des capteurs optiques qui ne nécessitent pas de conversion électrique. Dans ce dernier cas, la fibre est l'élément sensible du capteur et le phénomène physique que l'on souhaite mesurer, soit engendre une onde lumineuse, soit modifie les propriétés d'une onde lumineuse qui se propage sur la fibre optique [39].

La faisabilité du transport de la puissance et des données sur une même fibre de 10km a été démontrée lors de la thèse de F. Audo [1]. Cette étude était orientée plus particulièrement sur la compréhension et l'analyse des effets non linéaires engendrés lors du transport, dans une seule fibre optique, d'une onde optique de forte puissance (supérieure au watt) et de deux signaux optiques de données contra et co-propagatifs. Les résultats de cette thèse ont démontré que l'on peut obtenir une puissance électrique pour le module déporté, après la conversion O/E, de l'ordre de la centaine de milliwatts. L'équipement distant doit donc être capable de fournir des données en permanence au débit requis tout en ayant une consommation électrique faible [40].

La consommation électrique de la station distante est continue mais limitée. Nous devons donc nous intéresser aux travaux réalisés dans le domaine des systèmes à faible consommation. Dans la suite de ce chapitre, nous présentons les résultats et les structures les plus remarquables, utilisées pour la gestion de la consommation des systèmes à énergie embarquée et à énergie externe. Cet état de l'art nous permet de positionner notre étude et d'en tirer profit pour réaliser au mieux la station distante de l'extension.

1.3 Systèmes à faible consommation

Aujourd'hui, la consommation d'énergie est un élément clé dans de nombreux domaines et à de nombreuses échelles de puissance. C'est un sujet très vaste qui englobe l'optimisation de la consommation d'appareils électroménagers de quelques kilowatts, la consommation des systèmes à énergie embarquée et à énergie externe allant du watt et à quelques microwatts (p. ex. les tablettes numériques) et la consommation des composants électriques proche de quelques microwatts au nanowatt (p. ex. les microcontrôleurs). Dans le cadre de cette thèse, nous souhaitons développer un système à énergie externe dont la consommation maximale n'excède pas quelques centaines de milliwatts, disponibles en permanence. Dans la suite du chapitre, nous restreignons notre discussion aux systèmes à faible consommation correspondant à notre gamme de puissance, afin de positionner nos choix pour la réalisation de notre extension.

Nous allons différencier deux catégories dans les systèmes à faible consommation :

- Les systèmes à énergie “finie”, qui correspondent aux systèmes autonomes munis de batteries ou de piles dont l'autonomie est liée à la puissance moyenne consommée. Il s'agit alors pour ces systèmes d'optimiser la puissance moyenne consommée. Pour cela, les systèmes fonctionnent avec des phases de mise en veille et des phases d'activité où la consommation est plus importante. Nous pouvons citer comme exemples les téléphones portables, les capteurs de surveillance médicale implantés dans le corps des patients, etc.
- Les systèmes à énergie “infinie”, qui reçoivent en permanence l'énergie d'alimentation et sans limite de temps, mais avec une puissance instantanée maximale donnée. Il s'agit donc pour ces systèmes de ne jamais consommer au-delà de la puissance maximale disponible. Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéressons plus particulièrement aux systèmes à énergie externe qui ne disposent que d'une faible quantité d'énergie instantanée ($< \text{au watt}$). C'est par exemple le cas pour les systèmes alimentés par onde électromagnétique ou les systèmes opto-alimentés.

En réalité, ces deux catégories de systèmes sont intimement liées. Par exemple, une batterie ne pourra pas fournir une puissance instantanée infinie, tout comme la réduction de la puissance moyenne consommée passe par une optimisation de la consommation maximale. Nous définissons dans les deux paragraphes suivants les notions de systèmes à énergie embarquée et de systèmes à énergie externe. Les enjeux, les contraintes et les solutions mises en œuvre par les deux catégories de systèmes pour réduire leur consommation respective sont présentés.

1.3.1 Consommation d'un système à énergie embarquée

Les systèmes à énergie embarquée ont été développés pour répondre au besoin de portabilité. En effet, de tels systèmes présentent à la fois la contrainte et l'avantage d'être autonomes en énergie. Cela permet de les utiliser sans se soucier de la fourniture d'une source d'alimentation extérieure. Par exemple, pour les capteurs médicaux implantés dans le corps humain pour la surveillance des signes vitaux, l'alimentation sur piles ou sur batterie permet au patient de se déplacer librement. Il en est de même pour les téléphones ou ordinateurs portables. Le système à énergie embarquée permet aussi de réduire l'encombrement dû aux câbles d'alimentation comme dans le cas des claviers et souris sans fil. Dans le contexte de l'observation océanique, les systèmes à énergie embarquée permettent aux instruments autonomes de couvrir une grande zone d'observation (p. ex. l'hydro planeur). L'absence de liaison avec une alimentation extérieure offre une plus grande liberté de déplacement. Cependant, l'utilisation de batteries et de piles engendre la problématique de l'autonomie des systèmes à énergie embarquée. La source d'énergie étant limitée, l'enjeu est d'augmenter leur temps d'autonomie pour profiter un maximum de leur portabilité. Pour cela, la grande majorité des périphériques du système à énergie embarquée sont mis en veille dès qu'ils ne sont pas utilisés et cela le plus longtemps possible. Nous parlons ici de la mise en veille d'un système qui consiste à avoir un temps capteur (temps d'acquisition des données) et un temps d'inactivité. De ce fait, le système ne peut pas fonctionner en continu sous peine de réduire énormément la durée d'autonomie. C'est le cas des observatoires autonomes où les informations collectées ne sont pas consultables au gré de l'utilisateur, mais en fonction du cycle de communication prévu par l'observatoire ou par l'instrumentation autonome. Cette limitation en énergie peut aussi jouer sur la fiabilité des systèmes à énergie embarquée. Par exemple, dans le cas où un système à énergie embarquée autonome a épuisé sa réserve d'énergie, il peut être impossible de le retrouver dans le milieu marin car il ne pourra émettre aucun signal de géolocalisation. De plus, utiliser un système autonome en énergie dans le cadre plus spécifique des systèmes à énergie embarquée dédiés à l'observation et la collecte de mesures peut donc s'avérer peu judicieux si le système a été placé dans un endroit difficile d'accès. Avec une durée de vie fortement limitée par l'autonomie de sa pile ou de sa batterie, ces systèmes nécessitent une surveillance et une maintenance plus régulière qu'un système alimenté en continu par une source d'énergie extérieure.

En listant les avantages et inconvénients des systèmes à énergie embarquée, nous avons introduit l'importance de l'utilisation d'un cycle de consommation (mode actif + mode veille) que nous proposons de nommer dans la suite : “*consommation impulsionnelle*”. Nous désignons donc par

consommation impulsionnelle le mode de fonctionnement qui consiste à consommer pendant un temps très court, une grande quantité d'énergie (système actif), très supérieure à la puissance moyenne consommée, puis à mettre le système en veille (cf. figure 1.11). Nous allons maintenant présenter quelques techniques utilisées afin de réduire la puissance moyenne consommée.

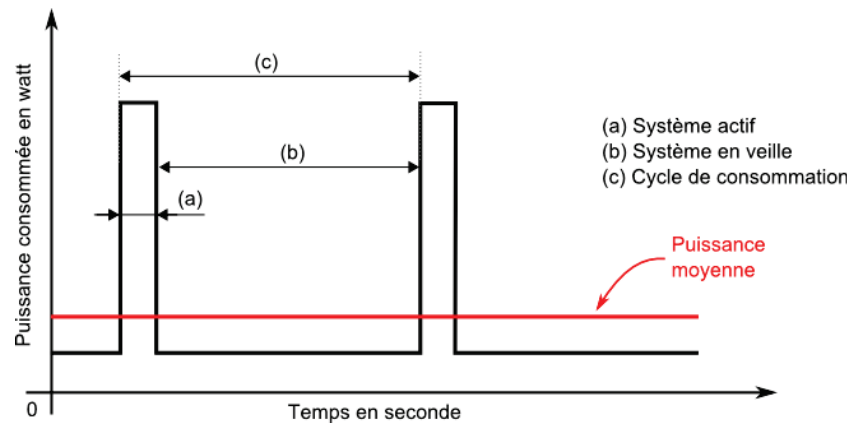


FIGURE 1.11 – Cycle de la puissance consommée par un système à énergie embarquée

Augmentation de la durée du mode veille

La première technique pour diminuer la consommation moyenne concerne l'augmentation de la durée du mode veille. Dans ce paragraphe, nous présentons l'optimisation logicielle, puis nous reviendrons plus tard sur l'optimisation matérielle du rapport cyclique (mode veille - mode actif). Pour l'optimisation logicielle, l'effort est fait par exemple, dans le cadre d'un système communicant, sur les protocoles de communication basés sur le principe de "rendez-vous"³⁰. Il s'agit de faire communiquer de façon cyclique deux systèmes, dont l'un ou les deux sont autonomes. Ces protocoles sont notamment utilisés par les réseaux de capteurs sans fil dont la contrainte principale est l'optimisation d'une très basse consommation [42]. Nous pouvons citer par exemple, une plateforme de capteurs appelée PowWow³¹ pour laquelle une optimisation logicielle dédiée à augmenter l'autonomie des capteurs sans fil est utilisée. Le système PowWow fonctionne avec un logiciel basé sur le protocole "Contiki" et plus particulièrement sur la bibliothèque "Protothread" qui permet l'utilisation de protocoles "rendez-vous". Le protocole utilisé dans ce projet est le RICER³² dont le principe est illustré sur la figure 1.12 et qui fonctionne de la façon suivante : le récepteur (RX) se réveille tous les temps T pendant un temps T_{on} qui est la durée du mode actif. Pendant ce temps, il

30. Dans la littérature, nous trouvons trois types de "rendez-vous" : le purement synchrone, le purement asynchrone et le pseudo-synchrone [41]

31. Power Optimized hardWare/software frameWork for Wireless motes

32. Receiver Initiated CyclEd Receiver

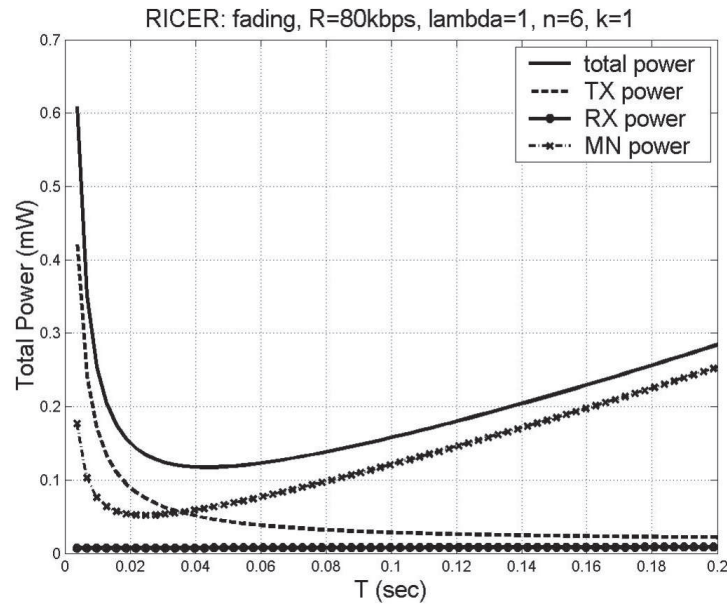


FIGURE 1.13 – Puissances moyennes consommées en fonction de la durée périodique T séparant les instants de réveil du système [41]

inutilement [43]. Ainsi, des études ont été menées afin de développer des modèles théoriques permettant d'évaluer l'impact des durées de mise en veille et de réveil d'une partie du circuit embarqué sur la consommation moyenne [44]. Elles ont montré qu'il est primordial de considérer l'énergie totale (extinction, réveil) nécessaire à la mise en veille du système afin de s'assurer qu'elle soit bien inférieure à l'énergie supposée être économisée grâce à cette veille.

Réduction de la consommation en mode veille

Hormis le choix du meilleur rapport cyclique entre les durées pendant lesquelles le circuit est au repos et en activité, des travaux de recherche proposent des méthodes pour réduire la consommation des systèmes à énergie embarquée une fois en veille. Dans ce cas, les études portent sur la réduction du courant consommé par le système au repos qui est majoritairement composé du courant dissipé par le signal d'horloge et par le courant de fuite. Respectivement, ils dépendent fortement de la longueur des pistes et de la technologie utilisée, comme le type de substrat ou la finesse d'intégration MOS³³ des micro-transistors [45]. Pour limiter le courant de repos, une première technique consiste à isoler de l'alimentation certaines parties du circuit grâce au "power gating" (interruption de l'alimentation). Cela permet de réduire fortement le courant de fuite. L'isolation se fait par un transistor (appelé "footer"), commandé par le PMU³⁴ qui génère un courant de commande. Ce der-

33. Metal Oxide Semiconductor

34. Power Management Unit

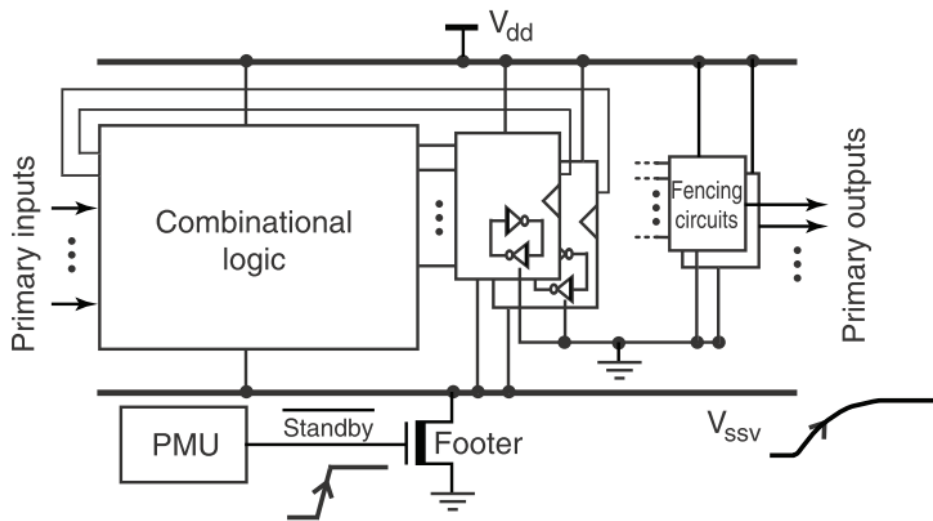


FIGURE 1.14 – Exemple du mode opératoire du “power gating” [46]

nier vient déconnecter le circuit du plan de masse [46] (cf. figure 1.14). Dans le même esprit, une autre méthode appelée “clock gating” (interruption du signal d’horloge) sert à diminuer le nombre de circuits qui reçoivent le signal d’horloge [47]. En effet, l’énergie dissipée par le signal d’horloge est réactive et dépend de la longueur de piste électrique qu’il parcourt ; ce chemin est appelé “clock tree” en anglais. Des travaux de recherche [47, 48] démontrent que l’utilisation du “clock gating” doit être réfléchi afin d’avoir un bilan d’énergie consommée par la commande du “clock gating” inférieure à l’énergie supposée être économisée avec cette méthode.

En résumé, ces deux techniques isolent les circuits inactifs par rapport à la source d’énergie et ainsi limitent les zones actives. Dans ce contexte qu’est la limitation de zones actives, des travaux ont été effectués pour optimiser l’espace matériel, requis par un système, à son strict minimum grâce aux techniques suivantes :

- augmenter la finesse d’intégration des circuits MOS ;
- utiliser des circuits ASIC³⁵ qui permettent de modifier manuellement le routage du circuit ;
- développer des synthétiseurs logiques très performants qui permettent par exemple de réduire le nombre de registres dédiés à la commande des “clock gating” et du “power gating”.

Un autre facteur influençant le courant de repos est la tension d’alimentation du système qui impacte l’énergie consommée par le signal d’horloge ainsi que le courant de fuite. La réduction de la tension d’alimentation va permettre de réduire le courant de repos, cependant cela va aussi réduire la bande passante du système (i.e. sa fréquence de fonctionnement) [49], le rapport signal à bruit [50] ou

35. Application-Specific Integrated Circuit

encore la précision lors de l'échantillonnage d'un signal analogique. Il est à noter que la température a aussi une influence non négligeable. Cette dernière, qui augmente en fonction de la densité et de la finesse d'intégration des composants et de l'énergie consommée, engendre une augmentation du courant de repos.

Réduction de la consommation en mode actif

La consommation pendant le mode actif, malgré la très courte durée de ce mode en comparaison du mode veille du système, réduit l'autonomie de ce dernier et doit être prise en compte. Les techniques utilisées se rapprochent de celles proposées pour réduire le courant de repos. En effet, la consommation en dynamique est aussi liée aux trajets que parcourent les signaux, à la fréquence de ceux-ci, à la tension d'alimentation et à la température. Ainsi, pour diminuer le courant dynamique, nous retrouvons une approche similaire à la réduction du courant de repos. Cela consiste à réduire l'espace utilisé par le système au sein du circuit en optimisant le routage grâce à des technologies ASIC, ASIP³⁶, une micro-électronique plus fine et précise, ou des synthétiseurs optimisés. Comme pour la consommation en mode veille, la densité d'intégration peut augmenter la température du système qui est aussi un facteur agissant sur la consommation au repos et en dynamique [51]. La technique "clock gating", précédemment citée, est aussi utilisée pour réduire la consommation dynamique du signal d'horloge. Toujours dans l'objectif de réduire le courant consommé par le signal d'horloge et les signaux du système, une équipe américaine [52] et une équipe japonaise [53] ont présenté des travaux sur la gestion de plusieurs signaux d'horloge au sein d'un même système. Le but est de s'affranchir de l'utilisation d'une fréquence élevée pour tout le système. Ainsi, certaines parties peuvent fonctionner à des fréquences plus faibles et permettent la réduction du courant consommé en dynamique. Néanmoins, cette technique requiert l'utilisation d'un contrôleur de fréquence dynamique (DFC³⁷) dont la consommation d'énergie est à comparer avec l'énergie qu'elle permet d'économiser. Ensuite, les avancées technologiques sur la taille et la personnalisation des micro-composants électroniques (p. ex. CMOS³⁸) ont permis l'utilisation d'une tension plus faible et notamment l'utilisation de plusieurs tensions dans un même composant. Par exemple, l'étude de Jui-Ming Chang et Massoud Pedram [49] présente l'utilisation de ces tensions multiples dans un cas général et propose un algorithme qui prend en compte les contraintes de temps de chaque fonction

36. Application Specific Instruction-set Processor

37. Dynamic Frequency Control

38. Complementary Metal Oxide Semiconductor

du système. L'utilisation de tensions multiples et réduites permet de minimiser la consommation. Cependant il a été nécessaire de développer de nouvelles techniques permettant l'abaissement du seuil de détection des signaux logiques dont quelques unes sont listées dans l'article écrit par James T. Kao et Anantha P. Chandrakasan [54]. Les techniques présentées précédemment consistent à isoler les différents blocs d'un même système et à leur fournir les fréquences et les tensions optimales au fonctionnement afin d'augmenter le rendement des systèmes à énergie embarquée. La méthode proposée par Pasha, M.A. [55] met en avant une commande appelée "micro-tasking" (gestion de micro-tâches) qui active des tâches ou fonctions (p. ex. routine, envoi des données etc.) d'un nœud, faisant partie d'un réseau de capteurs sans fil. Ces micro-tâches, spécialisées dans une fonction, sont activées par des événements lors de leur utilisation. Ainsi, la gestion par micro-tâches est une solution qui permet au système de réduire sa consommation d'énergie en minimisant le nombre de fonctions actives simultanément.

Nous avons vu jusqu'ici que les techniques utilisées pour réduire la consommation moyenne des systèmes à énergie embarquée sont basées sur une consommation impulsienne. Ces techniques peuvent être classées en trois catégories : l'augmentation du temps de veille, la réduction de la consommation en veille (au repos) et en régime actif (dynamique). Lorsque l'optimisation de ces trois catégories est effectuée, la récupération d'énergie peut être envisagée pour augmenter l'autonomie du système à énergie embarquée. En effet, certains systèmes à énergie embarquée emmagasinent de l'énergie pendant leur temps de veille grâce à des dispositifs de récolte d'énergie comme des panneaux photovoltaïques ou grâce aux vibrations [56].

Pour augmenter encore l'autonomie d'un système, il peut être nécessaire que ce système ait à sa disposition une source d'énergie en continu et non limitée dans le temps. Ceci nous amène à la seconde rubrique du domaine des systèmes à faible consommation : les systèmes à énergie externe.

1.3.2 Consommation d'un système à énergie externe

Nous considérons comme système à énergie externe, un dispositif disposant d'une source d'alimentation extérieure au système. L'énergie est alors disponible en continu et sans limite de temps. L'alimentation en énergie peut se faire par un câble ou par une onde électromagnétique. L'une des contraintes majeures sur ce type de système est la limitation de la puissance instantanée maximale consommée qu'il faut donc réduire au maximum. En ce qui concerne les systèmes à énergie externe, contrairement aux systèmes à énergie embarquée, la notion de temps de veille prend moins d'import-

tance. Il s'agira donc davantage de maintenir une puissance moyenne basse, en s'évertuant à ne pas dépasser une puissance instantanée supérieure à ce que peut délivrer la source d'énergie. Plusieurs raisons justifient le choix d'alimenter un système par une source extérieure plutôt que par une pile ou une batterie. La première vient de l'impossibilité de mettre en veille le système ; cela peut être le cas d'un appareil comme une source d'éclairage ou un écran de surveillance. Ensuite, si un système est installé dans un endroit difficile d'accès, il est compliqué et souvent onéreux d'effectuer une maintenance. Par comparaison avec les systèmes à énergie embarquée, les systèmes à énergie externe ont besoin d'un entretien moins fréquent notamment grâce au fait qu'ils ne disposent pas de réservoir d'énergie à remplacer (batterie, pile, super-capacité). Nous pouvons citer pour exemple les observatoires de fond de mer où les coûts annuels d'intervention et de maintenance sont respectivement de 1,2 millions d'euros pour un observatoire autonome et de 0,6 millions d'euros pour un observatoire câblé non autonome en énergie, tous deux déployés dans la même zone d'observation [57]. Un autre exemple est le cas du remplacement de la pile d'un capteur implanté de manière chirurgicale qui peut s'avérer être contraignant et risqué pour le patient³⁹. Par ailleurs nous pouvons mentionner l'utilisation d'un système sans fil alimenté par une source extérieure qui offre aussi l'avantage d'avoir un encombrement moins imposant que dans la configuration sur batteries. Typiquement, un capteur biomédical destiné à rester longtemps dans le corps d'un patient se doit d'être léger et petit. Nous retrouvons aussi l'importance de l'encombrement dans les études à long terme sur les animaux, où les câbles et l'emploi d'un pack de batterie trop lourd peuvent venir perturber leur comportement.

En résumé, la source d'énergie continue permet d'obtenir une plus grande durée dans l'autonomie des systèmes sans intervention humaine. En contrepartie, la portabilité est réduite à cause de la liaison avec la source d'énergie externe. De plus, la consommation instantanée ne doit pas dépasser une puissance maximale fixée par les performances de la source d'énergie externe.

Dans la suite, nous abordons l'optimisation du rendement de ces systèmes à énergie externe principalement sur deux points : la réduction de leur consommation en régime actif et l'amélioration du rendement de la transmission d'énergie à l'équipement déporté. Nous allons décrire ces deux points au travers de quelques exemples.

39. Nous verrons par la suite qu'il existe des capteurs fonctionnant seulement lorsqu'une source d'énergie extérieure est présente.

Techniques d'optimisation des systèmes à énergie externe illustrées par des exemples

Les techniques mises en œuvre pour réduire la consommation des systèmes à énergie externe sont identiques à celles utilisées par les systèmes à énergie embarquée et ont été évoquées dans le paragraphe précédent.

Elles consistent à optimiser :

- le choix du protocole de communication [58] ;
- la surface utilisée par le système grâce aux technologies d'intégration (p. ex. la taille des composants CMOS) ainsi que grâce à des méthodes optimisées de synthèse logique ;
- la consommation du signal d'horloge en utilisant différentes fréquences en fonction du besoin de chaque partie du système ;
- l'utilisation de différentes tensions d'alimentation ;
- la gestion optimale des fonctions du système grâce au "micro-tasking".

Ces optimisations sur la consommation en régime actif s'accompagnent aussi d'un travail sur l'apport d'énergie au système à énergie externe et un intérêt particulier doit donc être porté sur la transmission de l'énergie. Alors que le cuivre est le support le plus couramment utilisé pour transmettre l'énergie à un système à énergie externe, son utilisation peut être proscrite pour différentes raisons. Nous pouvons citer le cas de systèmes placés dans des milieux hostiles (risques électromagnétiques, risques d'explosion, etc.), où encore la nécessité d'absence d'une liaison câblée. Ceci induit des méthodes de transport de l'énergie d'alimentation sous une autre forme qu'électrique. Ces autres méthodes nécessitent des conversions d'énergie qui réduisent considérablement la quantité d'énergie disponible au niveau du dispositif déporté et nécessitent de développer un système à faible consommation. Par exemple, dans le cas d'une liaison filaire autre qu'électrique, nous pouvons citer la transmission d'énergie par fibre optique : l'opto-alimentation. La fibre offre l'avantage d'être plus légère et insensible aux perturbations électromagnétiques. Le rendement du transport de la puissance sur la fibre est compris entre 9% et 50% [59, 60]. Ce dernier est défini par le rapport entre la puissance électrique récupérée sur le module déporté et la puissance optique émise. Il est lié à des paramètres tels que la longueur de la fibre, le type de fibre optique utilisée, la longueur d'onde de la source de puissance et le type de cellules photovoltaïques installées [59, 60]. Dans le cas où une liaison filaire est proscrite, c'est une liaison sans fil entre la source d'énergie et le dispositif déporté qui est utilisée. Par exemple, nous pouvons citer la transmission de l'énergie par induction dont le rendement est d'environ 15% [61]. Ce rendement est cette fois-ci défini par la puissance disponible

pour le module déporté par rapport à la puissance utilisée à l'émission. Il dépend de nombreux paramètres tels que la distance entre l'émetteur de l'onde électromagnétique et le récepteur, de la géométrie de l'émetteur et du récepteur, de la fréquence utilisée par le signal de puissance, des rendements des amplificateurs alimentant l'émetteur, etc [62, 61].

Les paramètres à prendre en considération pour optimiser la consommation en régime actif et les différents supports de transmission de l'énergie au système déporté ayant été introduits, nous allons maintenant présenter différents exemples de système existant et utilisant une alimentation limitée par la puissance instantanée maximale. Nous aurons ainsi un ordre de grandeur des caractéristiques fondamentales de ces systèmes à énergie externe et à faible consommation. Nous commençons par présenter les systèmes alimentés par une liaison sans fil. Nous introduisons le domaine des composants alimentés par ondes électromagnétiques (p. ex. RFIDs⁴⁰) qui illustrent l'alimentation sans fil. Puis nous décrivons deux exemples de systèmes afin de mettre en avant leur architecture électronique spécifique et les techniques utilisées pour réduire la puissance moyenne consommée. Ensuite, nous portons notre intérêt sur les systèmes opto-alimentés qui, dans le contexte de ce travail de thèse, nous renseignent sur les architectures et les techniques d'optimisation de la consommation déjà développées. Les informations apportées nous serviront de base mais aussi de référence pour nos travaux.

Systèmes sans câble

Il existe de nombreux travaux sur l'optimisation du transfert de l'énergie par ondes électromagnétiques ainsi que sur l'optimisation de la consommation des récepteurs (p. ex. RFID, capteurs bio-médicaux). L'exploration de ces applications apporte un aperçu des difficultés rencontrées pour la conception de tels systèmes ainsi que sur les solutions mises en œuvre.

Dans le cadre du transport d'énergie sur de longues distances, l'énergie est le plus couramment transmise via le signal transportant les données. Ainsi, des travaux sont menés sur la modulation du signal électromagnétique, les géométries de l'antenne (émettrice et réceptrice) et son orientation afin d'obtenir le plus d'énergie possible sur le récepteur [63]. Par exemple, Sample A. and Smith J.R. sont parvenus à récupérer jusqu'à $60\mu\text{W}$ à 4,1km pour alimenter un capteur météo [64]. En général, l'architecture électronique du récepteur fonctionne sous des tensions faibles ($< 2\text{V}$) en raison du peu d'énergie électrique disponible [65].

40. Radio-Frequency IDentification

Concernant le transport d'énergie sur de courtes distances ($<1\text{m}$), l'énergie collectée est plus importante et parfois séparée du signal des données. Il arrive parfois qu'une alimentation par une batterie soit utilisée en parallèle. Les optimisations sont là encore portées sur la modulation du signal, l'émetteur et le récepteur (géométrie, directivité). L'architecture électronique quant à elle ne dépend pas du type de transport de l'énergie, mais davantage de la quantité d'énergie électrique reçue. Elle se compose généralement d'un module de récupération de l'énergie, d'un module de traitement des données, d'un capteur et/ou d'un actionneur. Nous nous appuyons sur deux exemples de circuits alimentés par induction pour illustrer les techniques d'optimisation de la consommation.

Le premier exemple fait partie d'un projet développé par le laboratoire de neurotechnologies polystim de l'université polytechnique de Montréal. Il consiste en un dispositif électrique implantable, nommé NMSS⁴¹ pour la réhabilitation des fonctions vésicales par stimulation électrique neurale [66]. Conçu à partir de composants disponibles dans le commerce, ce dispositif a connu des améliorations depuis le début du projet en 1996. Nous allons parler ici de la dernière version de 2006.

L'architecture du système qui comprend une partie externe et une partie implantée est illustrée sur la figure 1.15. La particularité de la partie implantée est la présence de deux unités de contrôle : un FPGA⁴² de chez Microsemi⁴³ et un microcontrôleur PIC⁴⁴ de chez Microchip Technology, respectivement alimentés par induction et par une batterie rechargeable. Les puissances maximales apportées sont de 20mW par induction (pour une distance de couplage de 2cm) et de 6,6mW par la batterie. La principale tension d'alimentation présente sur le dispositif est de 5V tandis qu'une tension de 3,3V est fournie par la batterie quand l'alimentation par induction n'est pas présente. La consommation maximale du système implanté est de 15mW [68]. Le signal descendant, comprenant les données et la puissance, est transporté sur une fréquence porteuse de 20MHz. Les données sont modulées en OOK⁴⁵ à 600kHz. À la réception de ce signal, un filtre permet de séparer l'énergie et les données descendantes. Le signal montant, transportant les données modulées en OOK à 3kHz par le FPGA, est émis sur une porteuse à 433MHz.

Lorsque l'alimentation par induction est présente, le FPGA reçoit et commence à décoder le signal de données à 300kbit/s ainsi qu'à extraire le signal d'horloge de synchronisation à 300kHz. Les informations reçues vont paramétrer le mode de fonctionnement du système (la stimulation

41. Neuro-Monito-Stimulation System

42. Field Programmable Gate Array

43. Anciennement ACTEL

44. Peripheral Interface Controller

45. On-Off Keying

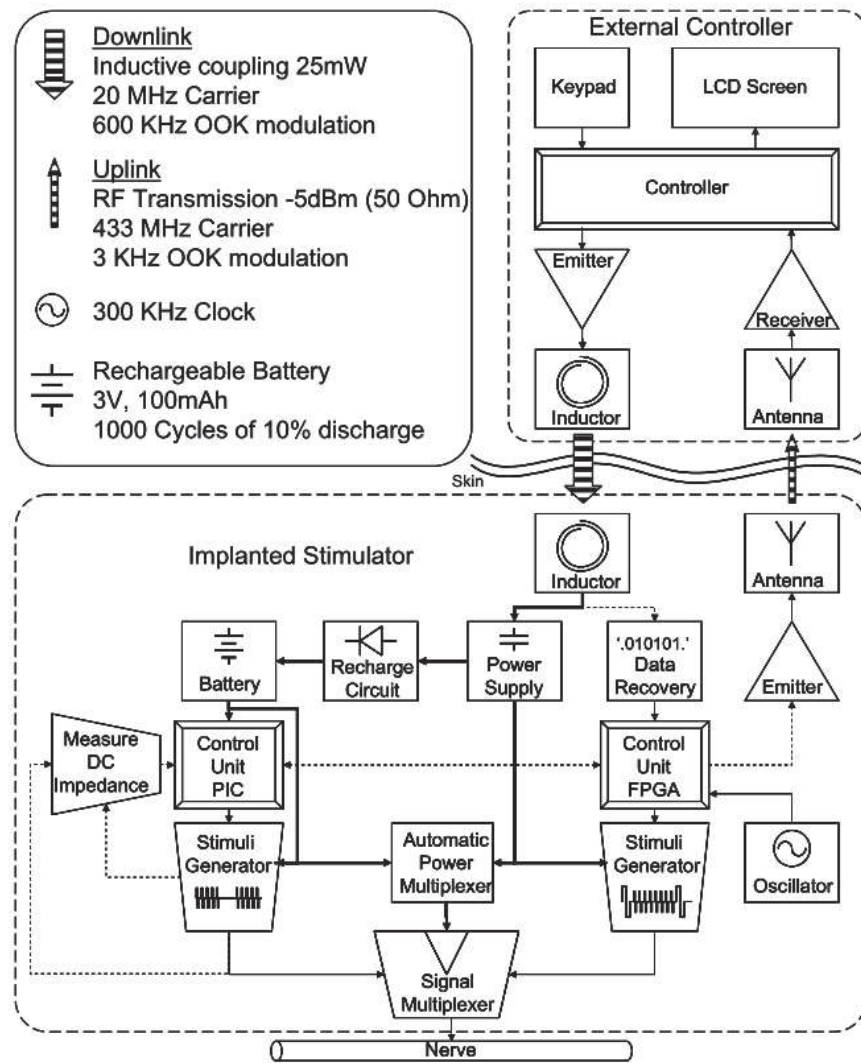


FIGURE 1.15 – Schéma de l'architecture du NMSS [67]

du nerf, répondre à l'émetteur (External Controller), recharger la batterie). Le microcontrôleur est en charge d'autres fonctions (la mesure d'impédance, la mesure de la tension de la batterie, la transmission de données précédemment collectées) et aussi de la stimulation du nerf. Ainsi sur la figure 1.15, nous pouvons noter la présence de deux "stimuli generator". Ce choix permet de réduire la quantité d'énergie nécessaire à la génération d'une stimulation.. Un deuxième point qui peut attirer l'attention sur le schéma est la présence d'un oscillateur interne à 300kHz. L'ajout de cette oscillateur local, qui n'est alimenté qu'en cas de demande de génération d'une stimulation, permet d'obtenir un signal d'horloge avec une période plus stable que celle du signal d'horloge extrait, ce qui améliore la qualité de la stimulation. Par conséquent, le signal d'horloge n'est plus transmis via le signal d'alimentation lors de la génération de la stimulation et l'énergie disponible à ce moment est alors doublée. En effet, dans le cas où le signal d'horloge est fourni par le module extérieur via

le signal d'alimentation, ce dernier avait un rapport cyclique de 50%.

Ce projet illustre bien les différentes facettes de l'optimisation de la consommation d'un système à énergie embarquée et à énergie externe ainsi que l'optimisation du transport d'énergie. Pour résumer, les techniques utilisées ici sont [69] :

- un dispositif fonctionnant avec un seul front du signal d'horloge moyenne fréquence (300kHz) ;
- le “clock gating”, les composants ne reçoivent le signal d'horloge que lorsqu'ils sont en fonctionnement ;
- l'optimisation de la taille des composants et de l'espace parcouru par les signaux : utilisation de la technologie CMOS et d'un FPGA ;
- la mise en veille de blocs du système ;
- l'optimisation du signal transmis par l'arrêt de la modulation de l'onde électromagnétique (réduction du rapport cyclique) lorsqu'aucune communication n'est nécessaire, afin d'augmenter l'énergie disponible sur le module déporté ;
- l'optimisation du signal transmis par la séparation du signal d'horloge et du signal d'alimentation, avec ainsi une énergie récupérée plus importante ;
- l'utilisation de plusieurs tensions aussi faibles que possible, ici 3,3V et 5V ;
- l'utilisation de composants à faible consommation.

Le second exemple de projet est plus récent (2007) et, a été développé par l'IMIT ⁴⁶ à l'Université de Technologie de Tampere en Finlande. Celui-ci consiste à la création d'un implant, sans fil et alimenté par induction, servant aux mesures électrocardiographiques [70]. Des premiers essais de cet implant ont été effectués sur des vaches. Les composants électroniques utilisés dans l'implant et le module d'alimentation extérieur (l'émetteur) sont disponibles dans le commerce, mis à part les antennes utilisées pour la transmission de l'énergie et des données. Les architectures de l'implant et du module extérieur sont présentées sur la figure 1.16. La partie de gauche représente l'émetteur. Il est alimenté par une batterie de 9V (250mAh) ou par un câble d'alimentation. La gestion des signaux est effectuée par un microcontrôleur (ATMega8) accompagné par un modulateur d'antenne (U2270B), tous deux produits par la société Atmel. La consommation maximale du module extérieur est de 120mA soit 1080mW. La partie la plus consommande de ce module est l'antenne servant à l'alimentation de l'implant (95mA). L'autonomie du module extérieur sur batterie est d'environ 2h. L'autre limitation de ce système est la distance entre l'émetteur et l'implant. Cette distance ne doit

46. Institute of Measurement and Information Technology

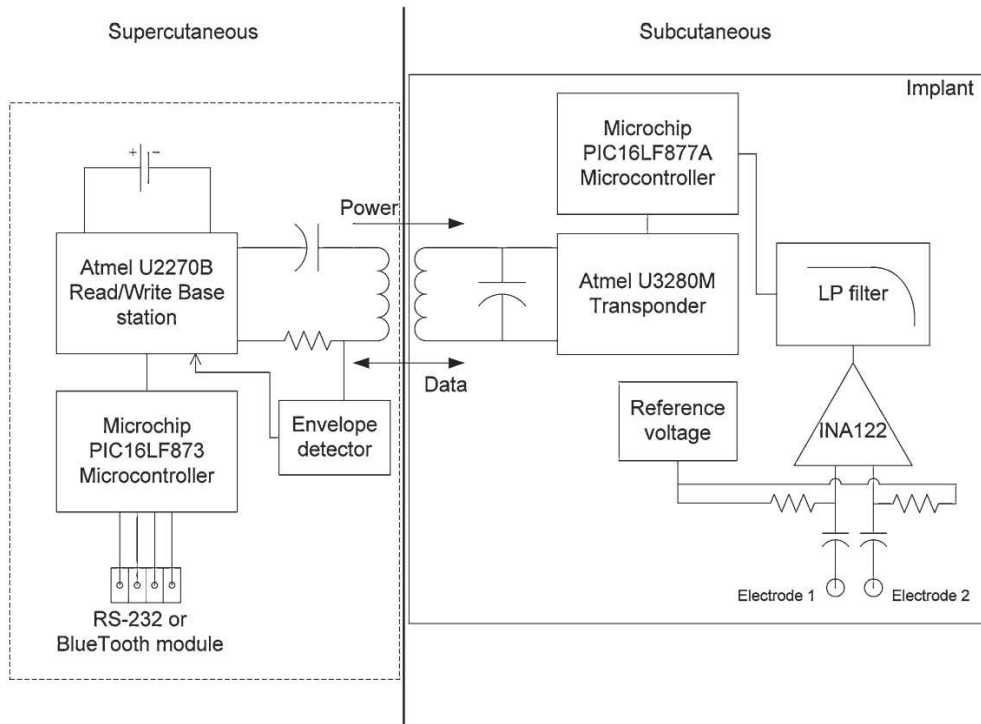


FIGURE 1.16 – Schéma de l'architecture de l'implant (droite) et de son module extérieur (gauche) [70]

pas dépasser 38mm dans l'air, ce qui équivaut à 16mm lors de l'implantation.

Du côté de l'implant [71, 72] (à droite sur la figure 1.16), se trouve un transpondeur Atmel (U3280M) utilisé pour démoduler les données et récupérer la puissance de l'onde électromagnétique servant à l'alimentation. La gestion des données est effectuée par un microcontrôleur à faible consommation de chez Microchip (PIC16LF877A) qui incorpore un convertisseur analogique/numérique de 10bits et qui fonctionne à une fréquence d'échantillonnage de 237 échantillons par seconde. La tension échantillonnée provient d'électrodes qui captent les battements du cœur. Une tension de référence, qui permet de centrer la tension fournie par les électrodes, est environ égale à la moitié de la tension d'alimentation. Cette élévation du signal mesuré est nécessaire car ce dernier est bipolaire alors que la tension d'alimentation est unipolaire. Le signal mesuré subit un traitement en passant par un amplificateur (INA122) permettant de fournir au signal la puissance nécessaire à l'échantillonnage, et par un filtre passe-bas, basé sur un amplificateur (OPA2244). Les deux amplificateurs sont produits par Texas Instrument. La consommation de l'implant est de 2,8mW sous une tension de 2,6V. Dans ce système, la gestion de la faible consommation est surtout basée sur :

- le choix des composants à faible consommation ainsi que sur l'utilisation d'antennes conçues en laboratoire ;
- la tension d'alimentation basse : 2,6V ;

- la fréquence de fonctionnement basse de quelques kHz.

Nous notons que les systèmes alimentés par induction utilisent en général une tension faible inférieure à 5V et parfois des tensions multiples. De plus, chaque module déporté qui a été présenté dispose d'une unité qui gère les données comme un FPGA ou/et un microcontrôleur à faible consommation fonctionnant à des fréquences proches de quelques kHz. Puis, lorsqu'aucune solution n'était disponible sur le marché, l'élaboration du composant manquant est effectuée en laboratoire.

Systèmes opto-alimentés

Dans cette partie, nous proposons de présenter et de classer les travaux récemment effectués sur les systèmes opto-alimentés en fonction de la longueur de la fibre optique utilisée et de la puissance reçue par le module déporté. Dans le but de faciliter la lecture, le tableau 1.1 synthétise les principales caractéristiques des systèmes qui sont présentées dans ce paragraphe.

Longueur de la fibre optique	100m	200m	300m	10km	10km
Puissances électriques disponibles pour le module déporté	2W	320mW	92mW	6,6mW	300µW
Débit des données (montantes & descendantes)	<7 MHz (570 horizontal TV lines)	100kbit/s & 160Mbit/s	2,5GHz 64-QAM (36Mbit/s)	10Gbit/s	10kbit/s
Type de capteur ou d'instrument	Caméra sous marine	Caméra (10Mbit/s)	Émetteur radio ou amplificateur	Haut parleur ou Analyseur de signaux	Capteurs de température
Références	[73]	[74]	[75]	[76]	[77]

TABLEAU 1.1 – Principales caractéristiques des systèmes opto-alimentés classés en fonction de la longueur de la fibre optique utilisée.

Les dispositifs les plus courants utilisant la puissance sur fibre ont une longueur maximale de déport de 1km. Dans cette catégorie, nous présentons trois projets qui se différencient par le débit, les puissances et les composants utilisés. Nous axerons principalement cette bibliographie sur la conception du système à énergie externe et opto-alimenté tout en citant les paramètres clefs des dispositifs.

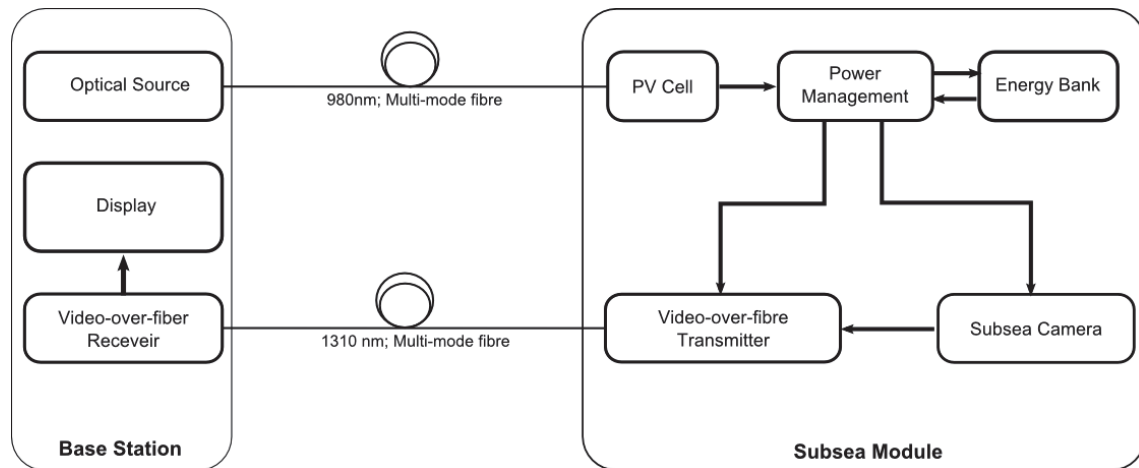


FIGURE 1.17 – Architecture d'un dispositif opto-alimenté utilisé pour collecter des vidéos haute définition dans le milieu marin [73]

Le premier projet, que nous abordons, a été présenté en juin 2012 lors d'une conférence à Mariland (USA) [73]. Il a été réalisé par le centre de recherche de l'université "Glasgow Caledonian University" en Angleterre. Il consiste en la réalisation d'un lien purement optique entre une caméra sous-marine HD⁴⁷ et une station de base (boîte de jonction d'un observatoire, ou station indépendante). L'architecture du dispositif est présentée sur la figure 1.17. Deux modules distincts y apparaissent : la station de base (Base Station) et le module déporté (Subsea Module). Les deux sont reliés par deux fibres multimodes dédiées à la voie descendante (alimentation) et la voie montante (données). La station de base comprend : une source laser haute puissance, de longueur d'onde 980nm et capable d'émettre jusqu'à 10W optique, un écran et un décodeur vidéo optique. Concernant le module déporté à 100m, la puissance arrive par la fibre descendante et permet d'avoir 2W de puissance électrique disponible pour ce module. Cette puissance est soit utilisée pour acquérir des images grâce à la caméra HD embarquée, soit pour charger des super-capacités (9 capacités de 50F, cf. figure 1.17 Energy Bank). La gestion de la puissance est faite par un convertisseur tension continue vers tension continue (DC-DC converter : cf. figure 1.17 Power Management) qui fournit une tension de 12V à l'ensemble de la station déportée. L'alimentation via la fibre optique est présente en permanence, mais en raison d'une forte consommation de la caméra HD, le module déporté fonctionne avec un mode de consommation impulsionnelle. En effet, le système est en fonctionnement 7 minutes pour acquérir la vidéo, puis pendant une période de 18 minutes, il passe en veille afin de charger les super-capacités.

Toujours dans le cadre de l'opto-alimentation d'une caméra, une collaboration entre les deux

47. Haute Définition

centres de recherche, “Institute of Information Processing Technology” et “Institute of Photonics and Quantum Electronics” de l’Université de Karlsruhe en Allemagne, a permis le développement d’un dispositif dont les données sont transmises bidirectionnellement avec une vidéo transmise en continu. Le premier prototype a vu le jour en 2007 [78]. Nous allons présenter la version qui a été finalisée en 2010 [74]. L’architecture du système se compose d’une station de base, d’une fibre optique et d’un module déporté. La station de base comprend une source laser haute puissance et une interface en charge de récupérer les données provenant du module déporté, via une fibre optique multimode de 200m, et de les transmettre à un utilisateur par le protocole Ethernet. L’architecture du module déporté est présentée sur la figure 1.18.

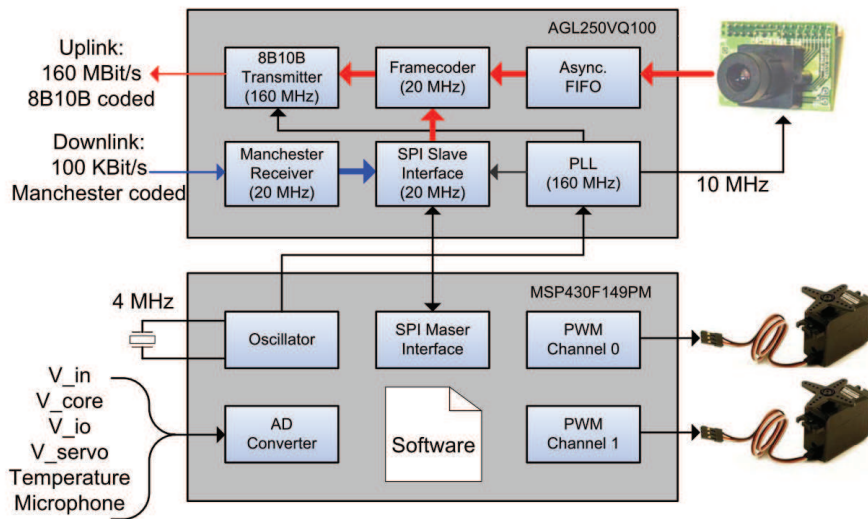


FIGURE 1.18 – Architecture du module déporté faisant partie d’un dispositif opto-alimenté et utilisé pour collecter des vidéos en continu grâce à une caméra CMOS à faible consommation [74]

Elle comprend un microcontrôleur de chez Texas Instrument (MSP430F149PM) qui gère les différentes tensions d’alimentation présentes sur le module déporté, ainsi que les servo moteurs utilisés pour faire pivoter la caméra. De plus, le microcontrôleur gère les données descendantes qui sont envoyées au FPGA et y incorpore des données télémétriques (température, positions des moteurs etc.), cela via le protocole SPI. Le FPGA de chez Actel (IGLOO NANO AGL250VQ100) est en charge de la gestion des données montantes. Le débit des données est de 100kbit/s codé en Manchester et 160Mbit/s codé en 8B10B, respectivement pour les données descendantes et montantes. Les données descendantes sont transmises en modulant la puissance optique utilisée pour l’alimentation du module déporté [79]. La réception optique, à la longueur d’onde de 808nm, est faite par une photodiode InGaAs et deux amplificateurs opérationnels (AD8632) montés en

transimpédance et en comparateur. L'émission optique est effectuée par une diode laser à une longueur d'onde de 1310nm. La caméra CMOS produite par Omnivision (OV7640) fournit une vidéo d'une résolution de 640x480 pixels à 12,5frame/s. L'alimentation des différents blocs du module déporté est gérée par plusieurs convertisseurs DC-DC de chez Texas Instrument (TPS61030 et TPS62000). De plus, une capacité de 50F est placée en sortie de la photodiode InGaAs afin de compenser la modulation du signal d'alimentation descendant et de fournir, pour une courte durée, jusqu'à 2W électrique en cas de forte consommation. Le tableau 1.2 résume les consommations et les tensions d'alimentation de ces différents blocs. La consommation totale du module déporté, sans servo moteur, est de 160mW tandis que la puissance électrique disponible est de 320mW.

Composants	Consommation (mW)	Tension d'alimentation (V)
MSP430	1,0	2,0
Réception données optiques	0,5	2,2
Actel Igloo FPGA	80	1,5
Caméra CMOS	50	2,5
Émission données optiques	20	Inconnue
Servo moteurs	1800	Inconnue
Consommation totale sans servo moteurs	160	—

TABLEAU 1.2 – Consommations et tensions d'alimentation des différents blocs du module déporté.

Nous proposons un dernier exemple de système opto-alimenté toujours sur une distance inférieure au kilomètre : un système de radio sur fibre développé par le département électronique de l'Université du Kent, en Angleterre, en collaboration avec le centre de recherche de l'Université des Sciences et Technologies de Lille [75]. Avec l'objectif de profiter de l'immunité aux perturbations électromagnétiques qu'offre la fibre optique dans un environnement à haute tension, ont été combinées dans un même dispositif, la transmission d'un signal radio sur la fibre et l'opto-alimentation. Dans un premier temps, un module déporté de faible consommation a été étudié et développé (cf. figure 1.19). L'étude consistait à isoler les signaux optiques de données, de la puissance optique d'alimentation, et à reboucler la voie montante sur la voie descendante des données par une autre fibre optique [80]. Dans cette configuration, trois types de transmission ont été testés : basse, moyenne et haute performance qui se différencient par la source optique choisie (respectivement un

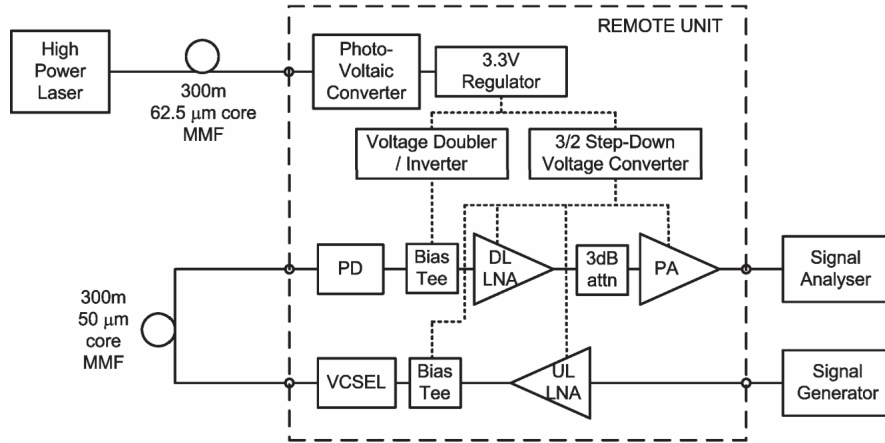


FIGURE 1.19 – Architecture du dispositif de radio sur fibre opto-alimenté [75].

VCSEL, un laser Fabry-Pérot, un laser DFB⁴⁸) ainsi que par la fibre choisie (multimode longue de 300m pour la première configuration et monomode longue de 1 kilomètre pour les deux autres). Le module déporté se compose : d'une cellule photovoltaïque (PPC-4E) qui convertit la puissance optique en puissance électrique d'alimentation et d'un convertisseur DC-DC fournissant une tension d'alimentation de 3,3V. Cette tension est ensuite reprise par deux autres convertisseurs DC-DC. L'un fournissant une tension inverse de -6,6V utilisée pour polariser la photodiode de réception des données. L'autre fournissant une tension de 2,2V utilisée pour la modulation du laser et l'alimentation des amplificateurs. Nous proposons de présenter le module déporté développé avec la configuration la moins consommante, c'est-à-dire, avec un VCSEL permettant l'émission optique des données et une fibre optique de 300m. Il est bon de noter qu'aucune logique programmable n'est présente sur le module déporté car l'objectif est de transmettre une onde radio par la fibre. Seul un traitement analogique des données est nécessaire dans cette configuration. Les données sont modulées en 64-QAM OFDM sur une porteuse à 2,4GHz pour une transmission effective de 54Mbit/s. Les amplificateurs consomment chacun 20mW (2,2V et 9mA), le VCSEL consomme 22mW (2,2V et 10mA) et la photodiode consomme 10mW (-6,6V et 1,5mA). La puissance totale consommée par le module déporté est de 112mW électrique en sortie de la cellule photovoltaïque. Dans une deuxième configuration [80], la puissance électrique requise en sortie de la cellule photovoltaïque est réduite à 30mW grâce à la suppression de la voie montante et une amélioration de la consommation de la photodiode (5mW). Quant au signal des données descendantes, il partage la même fibre optique multimode de 300m que la puissance optique d'alimentation.

48. Distributed FeedBack

Les deux prochains dispositifs présentés sont opto-alimentés sur une distance de 10km. Contrairement aux systèmes précédents dont la longueur de la fibre optique n'excédait pas le kilomètre, ici, les transmissions de la puissance et des données sont davantage influencées par les effets linéaires et non-linéaires optiques. Nous retrouvons donc dans la littérature des études principalement focalisées sur les effets optiques et moins axées sur le développement d'un module déporté à faible consommation. Il est à noter que l'utilisation d'une fibre de 10km implique le choix de paramètres, et donc de composants optiques différents par rapport à ceux utilisés pour les distances courtes ($<1\text{km}$), compte tenu du compromis entre l'atténuation sur la fibre et le rendement de conversion des photodétecteurs [60, 59].

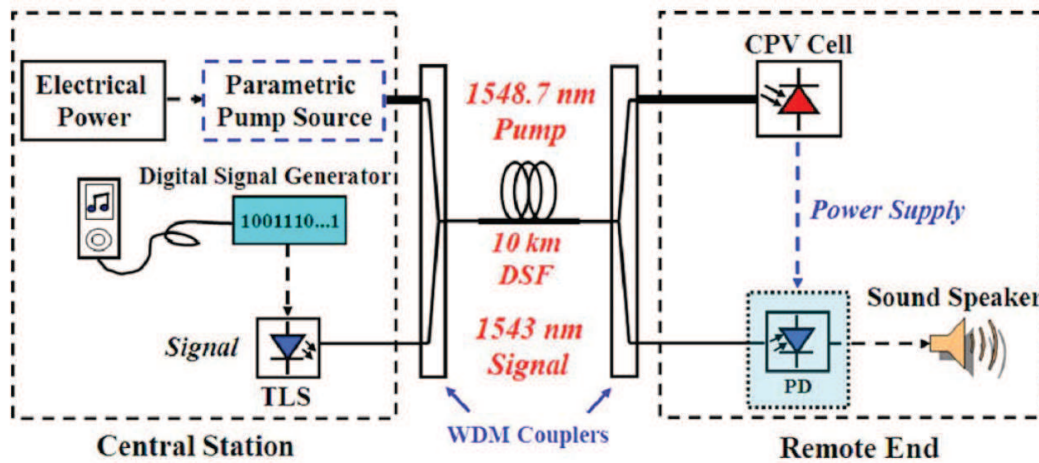


FIGURE 1.20 – Architecture simplifiée du prototype utilisé dans la caractérisation de la voie descendante [76]

Les travaux suivants ont été présentés par le département d'électronique et d'ingénierie de l'Université de Hong Kong. Dans ce système, le signal portant les données dans le sens descendant partage la même fibre optique de 10km que le faisceau optique de puissance [76]. La figure 1.20 présente l'architecture du prototype expérimental qui consiste au transport d'un signal audio. La puissance optique reçue sur le module déporté (cf. Remote End sur la figure 1.20) alimente la photodiode de réception du signal audio. Sur le même principe, une seconde caractérisation a été effectuée en transmettant quatre signaux optiques descendants, modulés à un débit de 10Gbit/s [81]. Pour ce débit, le taux d'erreur binaire est de 10^{-9} . La consommation de chaque photodiode (unique élément opto-alimenté dans la station déportée) est de 6,6mW, polarisée sur une tension comprise entre 4,03V et 4,50V.

Une autre déclinaison de la puissance sur fibre est proposée en 2009 par l'Université d'Agriculture et de Technologies, au Japon. Il s'agit d'un réseau de nœuds de capteurs opto-alimentés

et sans batterie, disposés au bout d'une fibre de 10km [82]. Deux à trois capteurs peuvent être connectés à chaque nœud. L'architecture du dispositif est visible sur la figure 1.21. La station de base ("Monitoring side") fournit la puissance optique au réseau et reçoit les données provenant des capteurs. Aucune donnée n'est envoyée dans le sens descendant. Le nœud de capteur ("Sensor node") comprend une photodiode InGaAs qui convertit la puissance optique en puissance électrique et qui alimente l'ensemble des capteurs par l'intermédiaire d'un convertisseur DC-DC de type boost⁴⁹. À côté, un microprocesseur collecte les données des capteurs connectés au nœud, puis module une partie du faisceau descendant qui est renvoyé vers la station de base. Un article écrit par l'équipe de recherche lors d'une conférence internationale nous informe plus en détail sur la modulation du signal optique montant [77]. La puissance optique qui arrive sur la station déportée est séparée en deux parties : 90% dédiée à l'alimentation et 10% dédiée au transfert des données montantes. Pour réduire la consommation du module déporté, ils ont développé un MEMS⁵⁰ qui utilise les 10% du faisceau optique descendant et un miroir pour transmettre les données sous forme binaire. Le débit maximal est de 10kbit/s et la commande est effectuée par une tension variant de 3V à 4,9V. Le MEMS a une consommation inférieure à 20μW. Quant au microprocesseur, il est alimenté sur 3V et consomme un courant de 70μA lorsqu'il fonctionne à une fréquence de 2MHz. Le rendement de conversion du convertisseur DC-DC est de 70% et celui de la photodiode est de 30%. Ainsi, l'énergie électrique disponible en sortie du convertisseur DC-DC pour chaque nœud est d'environ 300μW pour une tension de 0,37V. Lors de cette expérimentation, deux capteurs de température étaient connectés à chaque nœud. Pour conclure, les auteurs évaluent à 1000 le nombre maximum de capteurs connectables sur le réseau et à 10 secondes le temps nécessaire pour récupérer un paquet de chaque capteur. Puis, ils présentent un autre type de nœud permettant de communiquer avec un capteur sans fil, ce dernier étant alimenté par des panneaux solaires. Peu d'informations sont disponibles concernant ce système, il est seulement précisé que le capteur et le nœud communiquent sur le principe de "rendez-vous" toutes les 5s et que le débit des données montantes est de 1kbit/s.

L'étude bibliographique que nous avons mené montre que les modules à énergie externe sont généralement constitués de composants commercialement disponibles. C'est la puissance d'alimentation disponible qui impose le choix de la fréquence de fonctionnement, des composants et de la nature des capteurs, etc. À partir des nombreux exemples présentés, nous poursuivons notre analyse

49. Autrement appelé step-up, ce type de convertisseur convertit une tension continue en une autre tension continue de plus grande valeur

50. Micro Electro Mechanical Systems

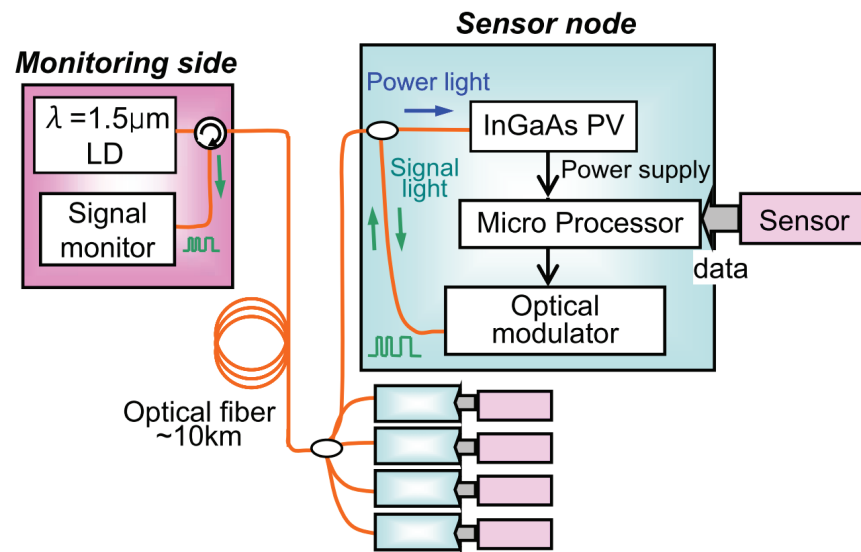


FIGURE 1.21 – Architecture d’un réseau de capteurs opto-alimentés au bout d’une fibre de 10km [82]

et nous résumons les méthodes d’optimisation utilisées pour réduire la consommation des systèmes à énergie embarquée et à énergie externe.

1.3.3 Bilan sur les systèmes à faible consommation

Nous avons présenté le domaine des systèmes à faible consommation d’énergie en proposant de les séparer en deux parties : les systèmes à énergie embarquée et les systèmes à énergie externe qui englobent respectivement, les systèmes disposant de leur propre source d’énergie, et les systèmes alimentés en énergie par une source extérieure. Tandis que la première catégorie optimise sa consommation dans le temps en jouant sur le temps de veille du système, la deuxième catégorie reçoit en permanence de l’énergie mais est limitée par la puissance consommée maximale.

Nous avons montré au travers de plusieurs références bibliographiques que l’optimisation de l’utilisation de l’énergie d’un système à énergie embarquée se sépare en trois points. Le premier, consiste à augmenter le temps de veille afin de réduire la puissance moyenne consommée du système. Les méthodes utilisées sont logicielles (choix et optimisation du protocole de communication) et matérielles (réduction du temps d’activation des composants). Le deuxième point concerne la réduction du courant consommé lorsque le système est en veille. Celui-ci est majoritairement composé du courant dissipé par le signal d’horloge et des courants de fuites. Plusieurs techniques sont citées pour réduire ce courant dissipé au repos comme le “clock gating”, le “power gating”, l’intégration des circuits MOS, la gestion de la température et la réduction des tensions d’alimentation.

Projets	Distance entre source d'énergie et instru- ment	Bas débit (<Mbit/s) ou basse fréquence (<MHz)	Multi- fréquences	Clock gating	Power- gating	Batterie ou supercapacité	Faible tension (<5V) / Multi- tension	Utilisation de com- posants CMOS et/ou dé- veloppés en interne	Utilisation de com- posants commer- cialisés à faible consom- mation	Consom- mation du module déporté	Unité de gestion des données
Stimulation électrique neurale [66]	<1m	300kHz		Oui	Oui	100mAh	Oui 3,3V/5V		Oui	15mW	FPGA & micro- contrô- leur
Mesures électrocar- diographes [70]	<1m	2,37kbit/s					2,6V	Émetteur /récepteur magné- tique	Oui	2,8mW	microcon- trôleur
Caméra sous-marine [73]	100m				Oui	9 super- capacités de 50F				>2W	
Caméra terrestre CMOS [74]	200m		4MHz/ 20MHz/ 160MHz			1 super- capacité de 50F	Oui 1,5V/2V/ 2,2V/2,5V	Caméra CMOS	Oui	160mW	FPGA & micro- contrô- leur
Radio sur fibre [80]	300m						Oui 6,6V/2,2V		Oui	112mW & 30mW	
Transmission audio [76]	10km						4V			6,6mW	
Réseaux de capteurs [77]	10km	10kbit/s					Oui 3V/4,9V		Oui	300µW par nœud	microcon- trôleur

TABLEAU 1.3 – Bilan des techniques utilisées pour réduire la consommation dans les systèmes à énergie externe dans les projets présentés.

Enfin, le troisième point repose sur la réduction de la consommation en régime actif des systèmes à énergie embarquée qui est un aspect à ne pas négliger dans la gestion de l'énergie disponible. Nous y retrouvons une approche similaire à celle employée pour réduire le courant de repos. De plus, des optimisations comme l'utilisation de plusieurs signaux d'horloge et la gestion de micro-tâches viennent s'ajouter aux méthodes précédemment présentées.

Dans la seconde partie, nous avons abordé les systèmes à énergie externe. Le facteur critique dans le développement du module déporté est la puissance maximale instantanée disponible. Ce paramètre définit toutes les limites du système de manière directe ou indirecte. En effet, la conception d'un système à énergie externe résulte d'un compromis entre le type d'instrument, le débit, la complexité de l'architecture qui sont tous dépendants de l'énergie disponible en instantané.

Le bilan des méthodes utilisées dans les précédents exemples des systèmes à énergie externe est présenté sur le tableau 1.3 et montre que les méthodes mises en place pour réduire la consommation des systèmes à énergie externe sont très proches de celles employées dans l'optimisation de la consommation des systèmes à énergie embarquée et plus précisément, les méthodes dédiées à réduire la consommation d'énergie en mode veille et en mode actif. Certains projets présentés dans le cadre des systèmes à énergie externe étaient même équipés d'un petit réservoir d'énergie (batteries, piles ou super-capacités) et sont la parfaite illustration du lien entre les systèmes à énergie embarquée et à énergie externe.

D'après le tableau 1.3, nous constatons que la majorité des projets emploie des faibles tensions, inférieures à 5V, de manière à réduire la consommation du système. Seul le projet disposant d'une puissance de 2W sur le module déporté utilise une tension de 12V qui lui est imposée par l'instrument : une caméra HD. Il en est de même pour les fréquences en jeu ; les instruments tels que les capteurs de température ou les échantillonneurs basses fréquences nécessitent un débit inférieur au Mbit/s. Ainsi, le choix de l'instrument pose les paramètres clefs de la consommation.

En règle générale, les dispositifs électroniques d'acquisition et de transmission des données sont conçus à partir de composants commercialement disponibles et choisis pour leur faible consommation. Cependant, il arrive qu'un composant spécifique ne soit pas disponible et qu'il soit nécessaire pour les laboratoires de le développer par eux-mêmes. Par exemple, le projet sur les électrocardiographes utilise des coupleurs magnétiques développés en laboratoire [83]. Dans la plupart des modules présentés, les signaux sont gérés par un microcontrôleur, un microprocesseur ou/et un FPGA à faible consommation.

Finalement, des techniques comme le “micro-tasking” ou “clock-gating” employées fréquemment par les systèmes à énergie embarquée, sont aussi utilisées dans les systèmes à énergie externe. Leur utilité est de permettre soit la recharge d’une batterie, soit une optimisation de la consommation maximale instantanée en séquençant les tâches à effectuer.

L’extension câblée optique à mettre en place dans notre projet se situe dans la catégorie des systèmes à énergie externe car son module distant est alimenté en permanence. Grâce aux études précédentes menées dans le cadre de ce projet [1], nous savons que la puissance électrique instantanée disponible au niveau du terminal peut atteindre environ 200mW. Nous pouvons donc évaluer les paramètres de notre système et présenter clairement les objectifs d’un premier prototype.

1.4 Le projet de thèse : objectifs de la partie opto-électronique de l’extension

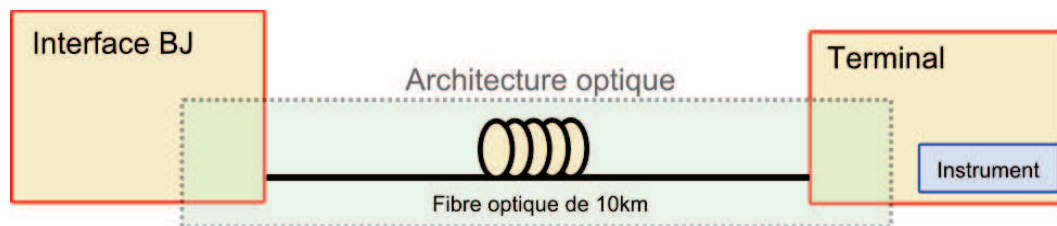


FIGURE 1.22 – Schéma simplifié de l’extension optique

Le but du projet, dans lequel s’intègre le travail présenté dans ce manuscrit, est de mettre en place une extension pour les observatoires de fond de mer (cf. figure 1.22), basée sur la transmission de la puissance et des données sur une seule fibre optique. Ce projet implique de répondre à plusieurs objectifs :

- évaluer la faisabilité du transport simultané de l’énergie et des données sur une unique fibre optique. Il s’agit d’étudier les phénomènes physiques engendrés par la propagation d’une grande puissance optique dans une fibre optique, puis d’évaluer les possibilités, les contraintes et les limites d’un tel dispositif.
- concevoir un module à chaque extrémité de l’extension : une interface BJ⁵¹ et un terminal. Il faut donc implémenter un protocole générique qui permettra à l’observatoire de communiquer avec l’instrument par le biais de l’architecture optique et des deux stations. Une grande partie de l’étude sera axée sur la conception d’une station déportée à faible consommation électrique

51. Boîte de Jonction

sur laquelle viendra se connecter un instrument, lui aussi, à faible consommation. Cette station doit convertir l'énergie optique en énergie électrique, réceptionner les commandes provenant de l'interface BJ et renvoyer sous forme optique les données collectées par l'instrument. L'énergie recueillie permettra d'alimenter l'ensemble des composants du terminal : l'instrument, les modules d'émission et de réception des données sous forme optique, et l'électronique déportée. Cette dernière doit donc avoir une faible consommation et doit être capable de gérer le flux de données selon le protocole de communication choisi ;

- tester un prototype en milieu marin. Ce prototype devra être déployé à une distance maximale de 10km et sera connecté à une boîte de jonction via l'interface BJ. Cette dernière contiendra la SLHP⁵² pour la transmission de l'énergie optique. Le câble contenant la fibre optique devra être adapté au milieu marin. La connectique employée devra permettre la connexion/déconnexion de la fibre optique en milieu marin de façon étanche.

L'évaluation de la faisabilité du transport de l'énergie et des données sur une unique fibre optique a été effectuée par F. Audo lors d'une thèse de doctorat réalisée au sein du laboratoire sur ce projet d'extension. Quant aux tests du démonstrateur en milieu marin, de part la nécessité de mariniser le démonstrateur, ces travaux sont actuellement entrepris à l'IFREMER. L'objectif de la thèse, décrite dans ce document, concerne le second point exposé : il s'agit de mettre en place une architecture opto-électronique autour de l'architecture optique définie lors des travaux de thèse de F. Audo.

La réflexion sur l'architecture opto-électronique du prototype doit prendre en compte l'énergie disponible. Ceci contraint le choix du type d'instrument utilisé. Nous fixons ainsi les objectifs suivants :

- la communication avec l'instrument doit être de type full-duplex pour être la plus générique possible. En effet, un système pouvant fonctionner en full-duplex pourra aussi fonctionner en half-duplex ;
- l'extension doit pouvoir être connectée à un grand nombre d'observatoires de fond de mer. De plus une grande variété d'instruments⁵³ à faible consommation utilisés dans l'étude des océans doit pouvoir être connectée à notre extension ;
- les données collectées par le terminal doivent être accessibles en permanence et être transmises avec un débit de quelques Mbit/s, débit compatible avec une grande variété d'instruments

52. Source Laser Haute Puissance

53. Nous parlons ici d'instruments composés d'un capteur et d'un ou deux composants offrant une interface numérique, par exemple un échantillonneur

océanographiques ;

- la consommation maximale instantanée du terminal ne pourra pas dépasser 200mW ;
- dans un premier temps, la seule source d'énergie est externe et optique. Le terminal ne contiendra donc ni pile, ni batterie.

D'après les recherches bibliographiques menées sur les observatoires océaniques et dans le domaine des systèmes à faible consommation, nous constatons que notre projet se place dans la catégorie des observatoires câblés et donc équipés de dispositifs à énergie externe limitée par leur consommation maximale. Cependant, les caractéristiques de notre extension sont atypiques par rapport aux dispositifs existants. En effet, notre projet se différencie par la puissance électrique disponible pour le terminal et par le débit des données requis compte tenu de la grande distance de fibre envisagée. La suite du travail consiste donc à concevoir, développer et caractériser un système opto-électronique dédié à cette configuration particulière en proposant des architectures pour l'interface BJ et le terminal permettant de répondre à notre cahier des charges tout en tenant compte de la disponibilité commerciale du matériel à employer.

1.5 Conclusion du chapitre 1

Au cours de ce premier chapitre, nous avons discuté de l'importance que représente de nos jours et pour l'avenir, l'observation océanographique. Les données collectées dans de nombreux domaines sont une source d'information primordiale à la compréhension, la surveillance et la prédiction des phénomènes naturels. Nous avons différencié deux types d'outils dédiés à l'observation des océans : l'instrumentation autonome en énergie et les observatoires de fond de mer. Selon le type de mesures à réaliser sur du court, du moyen ou du long terme, le système utilisé sera différent. Si l'objectif est d'établir une observation du comportement des fonds océaniques sur le long terme, tout en ayant un accès permanent aux données, il a été démontré qu'il est préférable d'installer un réseau câblé d'observatoires sous-marins. Ainsi, après avoir présenté les différents systèmes, nous avons axé cette étude bibliographique sur les observatoires câblés et leurs architectures. Malgré un coût de mise en place très onéreux, qui peut atteindre plusieurs millions d'euros, notamment en raison du prix du câble et des moyens d'installation, le nombre de déploiements de ces observatoires câblés est en constante augmentation. Cela est rendu possible grâce à plusieurs procédés comme la mutualisation du câble avec d'autres projets ou l'utilisation de câbles de télécommunication en service ou non employés.

L'envergure des observatoires fixes ne cesse d'augmenter, mais une fois ces derniers installés, il est très onéreux de les déplacer sur une autre zone d'intérêt. Il est donc nécessaire d'apporter une solution, moins coûteuse, qui permet d'augmenter leur flexibilité et de faciliter leur extension. Pour cela, nous proposons d'utiliser un dispositif dont l'élément central est une fibre optique pouvant atteindre une longueur de 10km et qui est employée pour transporter simultanément la puissance d'alimentation (opto-alimentation) et les signaux de données. L'utilisation d'une fibre unique réduit le nombre de connecteurs optiques sous-marins, le diamètre du câble et son poids, et offre une nouvelle solution plus adéquate à l'extension d'observatoires existants.

Lors d'une thèse précédente, la faisabilité du transport d'une forte puissance optique (supérieure au watt) et de données sur une seule fibre optique de 10km a été démontrée. Ces travaux ont aussi permis de développer une architecture optique et de montrer qu'un des points critiques sera la puissance électrique réellement disponible pour le module déporté et qui est pour l'instant inférieure à 200mW. Nous considérons donc que la consommation de ce dernier devra être optimisée de façon à garder la plus grande quantité d'énergie pour le ou les futurs instruments qui y seront connectés.

Les travaux de recherche sur la réduction de la consommation des dispositifs électriques ont

explosé avec l'arrivée des systèmes à énergie embarquée qui sont apparus pour répondre au besoin de la portabilité des systèmes. Cette dernière est limitée par l'autonomie énergétique qui peut être augmentée soit par l'installation de batteries et piles de plus grande capacité, mais qui malheureusement augmente aussi le poids du système, soit par une réduction de la consommation des différentes parties constituant le système. Nous avons passé en revue les techniques couramment utilisées dans la conception des systèmes à énergie embarquée ayant une gamme de consommation allant de la centaine de microwatts à deux watts. Ensuite, nous nous sommes davantage focalisés sur les architectures des systèmes à énergie externe, dont la puissance maximale disponible en instantané est limitée par le support utilisé pour le transfert d'énergie, en nous appuyant sur des exemples d'alimentation par induction et par opto-alimentation. Nous avons constaté une convergence avec les techniques mises en place pour les systèmes à énergie embarquée. Cet état de l'art sur les systèmes à faible consommation nous a permis de mettre en avant les techniques couramment utilisées pour de telles applications, et aussi de positionner notre projet dans le domaine.

Le travail de la thèse présenté dans ce manuscrit concerne le développement d'une architecture opto-électronique autour de l'architecture optique déjà existante. Le travail de recherche doit permettre de développer une station déportée de faible consommation. Comme nous allons le voir, ceci nécessite dans un premier temps de choisir et d'adapter un protocole de communication générique entre le terminal sur lequel sont connectés les instruments et la station de base située à l'autre extrémité de l'extension. Ensuite, l'architecture des deux stations sera élaborée pour leur permettre de gérer le flux de données tout en optimisant la consommation de la station déportée et en respectant l'architecture optique actuelle.

Après une présentation détaillée de l'architecture optique de l'extension, le prochain chapitre concerne le premier point évoqué, c'est-à-dire le choix et l'adaptation du protocole de communication à notre architecture optique spécifique. Puis, en fonction des paramètres fixés par cette étude, nous élaborons l'architecture électronique et électro-optique de la station de base et de la station déportée.

Chapitre 2

Architecture de l'extension et ses protocoles de communication

Sommaire

2.1	Introduction du chapitre 2	64
2.2	Travaux sur l'architecture optique	65
2.2.1	Architecture optique	66
2.2.2	Éléments technologiques et physiques de l'architecture optique	68
2.2.3	Caractérisation du dispositif optique	70
2.3	Définition des objectifs opto-électroniques de l'extension	74
2.3.1	Choix du capteur : l'hydrophone	74
2.3.2	Paramètres optiques et électriques	75
2.4	Protocoles de communication	78
2.4.1	Réflexions sur les protocoles de communication	78
2.4.2	Protocoles génériques existants et choix des protocoles pour l'extension . . .	80
2.4.3	Intégration de l'interface SPI dans l'extension	82
2.5	Présentation de l'architecture détaillée de l'extension	87
2.6	Conclusion du chapitre 2	89

2.1 Introduction du chapitre 2

Le projet opto-alimentation propose l'extension d'un réseau câblé d'observatoires de fond de mer avec une liaison toute optique. Ce projet comporte des aspects optiques et électriques, ainsi qu'un travail de marinisation. Les choix de l'architecture optique, de la majorité des composants optiques, et des grandeurs physiques ont été justifiés et validés expérimentalement lors de la première phase du projet [1]. Les travaux présentés dans ce manuscrit concerneront, quant à eux, la conception, le développement et la caractérisation des dispositifs opto-électroniques en amont et en aval du support de transmission de 10km. Ces dispositifs vont permettre la gestion des données entre l'observatoire existant et l'instrument, ceci en tenant compte du critère primordial de faible consommation.

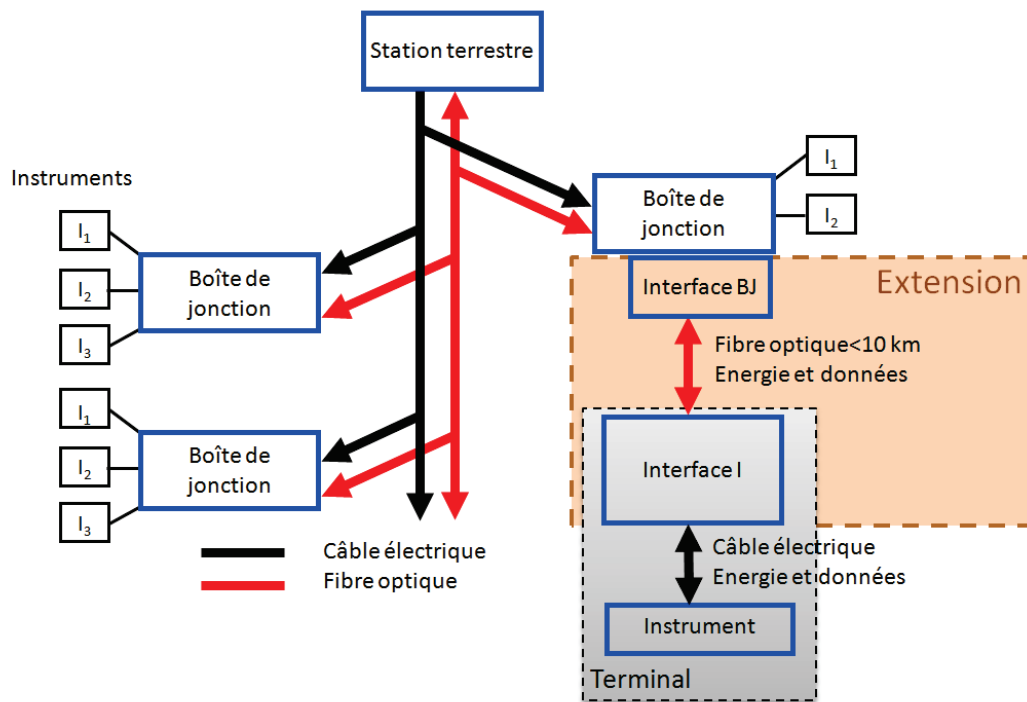


FIGURE 2.1 – Présentation de l'intégration de l'extension à un observatoire de fond de mer

La figure 2.1 présente l'intégration de l'extension à un observatoire câblé de fond de mer. Ce dernier se compose communément d'une station terrestre et de boîtes de jonction sur lesquelles sont connectées des instruments de mesure. Entre l'une de ces boîtes et un instrument se trouve l'extension qui est, elle, composée d'une interface BJ, d'une fibre optique de 10km et d'une interface I¹. L'interface BJ est le lien entre l'observatoire de fond de mer et l'extension. La fibre optique est le support de transmission qui permet le transfert des données et de la puissance entre l'interface

1. Instrument

BJ et l'interface I. L'interface I a pour fonctions principales la réception et l'émission de données sur la fibre optique, la gestion de la communication avec l'instrument et l'opto-alimentation de ce dernier (récupération de l'énergie sous forme électrique). Nous désignons par terminal l'ensemble rassemblant le module Interface I et l'instrument associé.

Nous nous intéressons dans ce chapitre à l'architecture de l'extension. Nous décrivons plus particulièrement les dispositifs opto-électroniques que sont l'interface BJ et l'interface I. Nous argumentons les choix des protocoles de communication mis en œuvre. Ces choix déterminants sont effectués afin de respecter les exigences du cahier des charges et en tenant compte des contraintes imposées par l'architecture optique.

Dans un premier temps, nous décrivons la partie optique de l'extension, en nous appuyant sur les travaux de thèse de F. Audo [1]. À partir des caractéristiques optiques obtenues à l'issue de cette thèse (architectures, niveaux de puissances optiques, longueur d'onde, etc.) et des informations issues de l'analyse des systèmes à faible consommation exposée dans le chapitre précédent, nous fixons un certain nombre de paramètres électriques et opto-électroniques (débits, niveaux des signaux optiques et électriques, consommation maximale, etc.). Puis, nous menons une réflexion sur les protocoles de communication susceptibles d'être utilisés, d'une part, entre l'instrument et l'interface BJ, et d'autre part, entre l'observatoire et l'extension. Les différents protocoles sont comparés, ce qui permet d'aboutir au choix de ceux que nous utiliserons pour le transfert des données.

Dans un second temps, la mise en application du protocole entre l'interface BJ et l'instrument est présentée. Nous discutons et proposons des solutions afin de résoudre les contraintes liées aux choix de l'architecture optique et du protocole. Pour conclure, nous définissons une architecture électronique et opto-électronique pour l'extension.

2.2 Travaux sur l'architecture optique

L'architecture optique de l'extension permettant le transport de l'énergie et des données sur une même fibre de 10km a été proposée en tenant compte de contraintes imposées par l'environnement marin (p. ex. une seule fibre pour limiter le nombre de connecteurs) et par le cahier des charges de l'extension. Le choix des éléments constituant le système a été réalisé en tenant compte des interactions existant entre les données et l'énergie lors de leur propagation sur la fibre, interactions provenant des effets non-linéaires compte tenu de la forte puissance optique en jeu. Les caractéristiques des différentes grandeurs ont été choisies dans le but d'obtenir le meilleur compromis entre

l'amplification par effet Raman des données et les perturbations optiques dues aux phénomènes physiques en présence [84]. Un dispositif optique a été conçu et testé en laboratoire. Ce paragraphe récapitule les principaux résultats obtenus sur lesquels nous nous appuierons lors de la conception de la partie opto-électronique. Nous commençons par détailler l'architecture optique. Puis les principaux phénomènes optiques présents sur la fibre sont introduits. Dans la suite, nous présentons les résultats obtenus en terme de puissance, de bilan de liaison des signaux optiques et de BER². Nous concluons par un état des lieux des caractéristiques de la partie optique.

2.2.1 Architecture optique

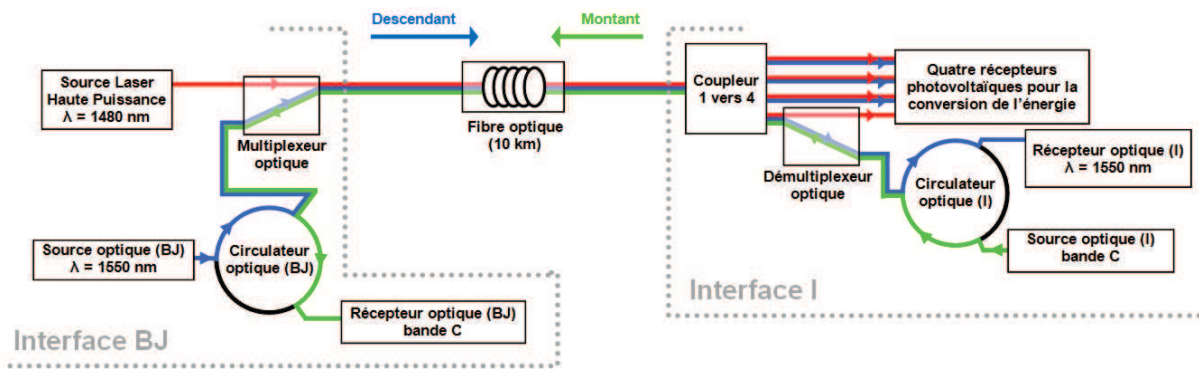


FIGURE 2.2 – Architecture optique de l'extension

L'architecture optique choisie lors de l'étude de la faisabilité du transport de l'énergie et des données sur une seule fibre est illustrée sur la figure 2.2. Dans la suite, nous définissons les données par les termes : descendantes et montantes. Les données descendantes se dirigent de l'interface BJ vers le terminal, tandis que les données montantes accomplissent le chemin inverse. Sur l'interface BJ se trouve une SLHP³ qui fournit l'alimentation en énergie du terminal. Le signal optique émis par la SHLP sera nommé signal pompe dans la suite. Concernant les données, un circulateur (BJ) sépare les données descendantes émises par une source optique (BJ) et les données montantes reçues par le récepteur optique (BJ). Les signaux optiques des données et le signal pompe sont combinés (il s'agit alors des données descendantes) ou séparés (données montantes) par un multiplexeur optique positionné en entrée de la fibre optique. La fibre optique est une fibre monomode (SMF-28). En sortie de la fibre optique, un coupleur 1 vers 4 partage le signal optique comprenant les données et l'alimentation vers quatre récepteurs photovoltaïques utilisés pour convertir la puissance optique en puissance électrique. L'une des sorties du coupleur est utilisée afin de récupérer les signaux de

2. Bit Error Ratio (Taux d'erreur binaire)

3. Source Laser Haute Puissance

données par l'intermédiaire d'un démultiplexeur qui les isole du signal pompe. Ensuite, un circulateur (I) sépare les données montantes émises par une source optique (I) et les données descendantes reçues par le récepteur optique (I).

Composants	Caractéristiques
SLHP	Capable d'émettre jusqu'à 10W Longueur d'onde : 1480nm
Source optique (BJ)	Type DFB ⁴ Longueur d'onde : 1549nm Modulée par un Mach-Zehnder
Récepteur optique (BJ)	Photorécepteur pré-amplifié ($1,9 \cdot 10^{-4}$ V/W) Bande passante : 210MHz Plage de détection : bande C ⁵
Circulateur optique (BJ)	Atténuation en bande C montant et descendant : 0,7dB
Multiplexeur optique	Atténuation à 1480nm : 0,2dB Atténuation en bande C : 0,3dB
Fibre optique	Longueur de 10km Type monomode (SMF-28) Atténuation à 1480nm : 0,28dB/km Atténuation en bande C : 0,2dB/km
Récepteurs photovoltaïques ⁶	Rendement pouvant atteindre 25% Plage de détection : 1310nm à 1500nm Tension typique en C.O. ⁷ : 4,3V
Source optique (I)	Type DFB Longueur d'onde : 1543,5nm Modulée par un Mach-Zehnder
Récepteur optique (I)	Photorécepteur pré-amplifié ($1,9 \cdot 10^{-4}$ V/W) Bande passante : 210MHz Plage de détection : bande C
Coupleur 1 vers 4	Couplage : 6dB
Circulateur optique (I)	Atténuation en bande C du signal montant : 1,5dB Atténuation en bande C du signal descendant : 0,7dB
Démultiplexeur optique	Atténuation à 1480nm et en bande C : 0,3dB

TABLEAU 2.1 – Liste des composants de l'architecture optique de l'extension et de leurs principales caractéristiques

Le tableau 2.1 présente les principales caractéristiques des composants utilisés pour la mise en œuvre de l'architecture optique.

Nous présentons, dans la suite, les éléments technologiques et physiques qui permettent de justifier l'architecture optique choisie. Puis, nous montrons de manière succincte, les difficultés de conception d'un tel dispositif. Nous évoquons notamment les phénomènes optiques susceptibles

4. Distributed FeedBack

5. Bande C : 1530nm à 1565nm

6. Décrits dans le chapitre 3

7. Circuit Ouvert

d'apparaître dans la fibre lors de la propagation simultanée d'une forte puissance optique et de données.

2.2.2 Éléments technologiques et physiques de l'architecture optique

Nous nous intéressons en premier lieu au choix de la fibre optique d'une longueur de 10km qui est l'élément central de l'architecture optique. La fibre monomode a été privilégiée par rapport à la fibre multimode en raison de ses plus faibles pertes optiques, de sa faible dispersion chromatique plus réduite et de son coût relativement faible. De plus, il faut noter sa compatibilité avec de nombreux composants sur le marché. Le choix s'est donc porté vers une fibre monomode standard (SMF-28). Ensuite, le choix des longueurs d'onde du signal pompe portant l'énergie doit permettre de maximiser le rendement énergétique du système. Une étude des effets cumulés de l'atténuation sur la fibre et de la conversion O/E a été réalisée pour deux longueurs d'onde généralement utilisées pour le transport de la puissance en optique : 980nm et 1480nm [60]. Les atténuations dans une fibre monomode sont égales à 3dB/km à 980nm et 0,2dB/km à 1480nm, alors que les rendements de conversion O/E sont respectivement de 50% et 25% pour ces longueurs d'onde. La figure 2.3 présente l'évolution du rendement global en fonction de la longueur de la fibre. Il apparaît très clairement qu'il faut privilégier une longueur d'onde aux alentours de 1480nm pour des distances supérieures au kilomètre. Concernant la longueur d'onde des données autour de 1550nm (en milieu de la bande C), elle a été choisie afin de pouvoir utiliser le plus grand nombre de composants classiquement utilisés dans le domaine des télécommunications optiques et de bénéficier de la faible atténuation de la fibre à cette longueur d'onde [85].

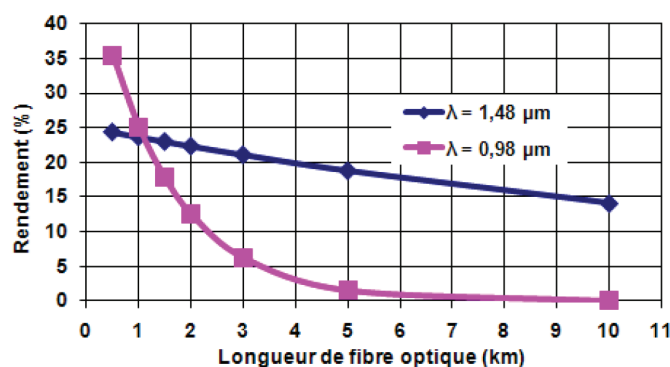


FIGURE 2.3 – Rendement de transmission et de conversion O/E pour deux longueurs d'onde optique : 980nm et 1480nm [1]

La propagation d'une forte puissance optique dans la même fibre que les données engendre des

phénomènes optiques qui doivent être pris en considération lors de l'élaboration du dispositif. Ces effets peuvent être destructeurs pour les composants et perturbateurs pour les signaux optiques (ajout de bruit, atténuation, etc.), ou bénéfiques lorsqu'ils amplifient les signaux de données. Le premier phénomène que nous introduisons est un phénomène destructif appelé "fusion de la fibre" (Fiber Fuse). Il peut apparaître dans le cas où une onde de très forte puissance se propage au sein de la fibre et rencontre une discontinuité (p. ex. courbure de la fibre, poussière en sortie de la fibre, écrasement de la fibre, etc.) [86, 87]. Une réflexion de l'onde optique, observable à l'œil nu, peut alors se produire pouvant entraîner une fusion de la fibre optique et laisser une série de bulles au sein de son cœur. Afin d'éviter l'apparition de ce phénomène, il est important de limiter la puissance utile, le nombre de connecteurs optiques et ainsi que le nombre de discontinuités. Par conséquent, les connexions sont majoritairement réalisées par épissures.

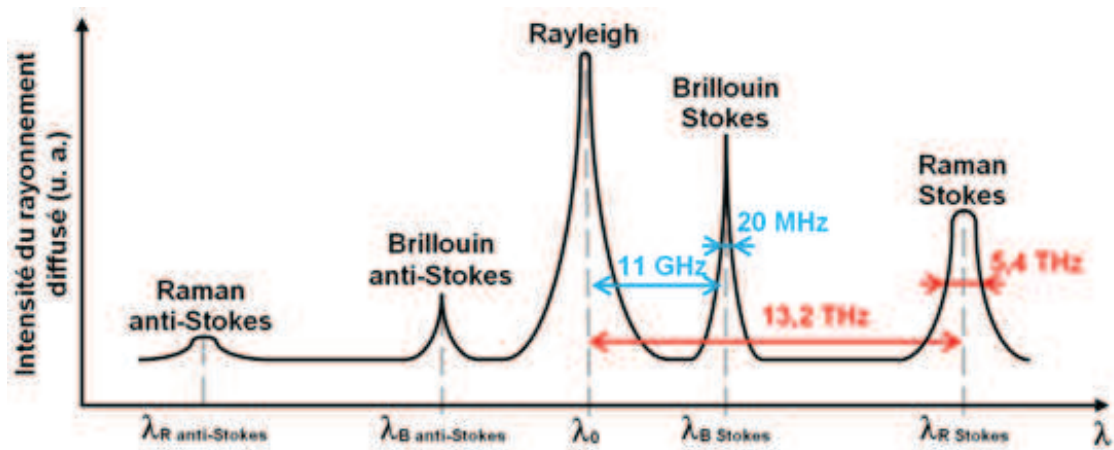


FIGURE 2.4 – Représentation spectrale des phénomènes optiques pouvant apparaître dans une fibre monomode du type SMF-28 (échelle non représentative)

Dans la suite, nous décrivons brièvement les principaux phénomènes physiques pouvant intervenir lors de la propagation des ondes optiques. Il s'agit des diffusions Rayleigh, Brillouin et Raman. La figure 2.4 illustre schématiquement le spectre optique des diffusions sur une fibre pour une longueur d'onde λ_0 . La diffusion Rayleigh est la principale source d'atténuation pour les différentes longueurs d'onde [88]. Elle engendre une rétro-diffusion du signal incident, sans changement de la longueur d'onde. Quant à la diffusion Brillouin, elle crée une transposition en longueur d'onde d'une partie de la puissance du signal optique incident et une rétrodiffusion de ce signal, engendrant ainsi une atténuation du signal utile. Cette rétro-diffusion devient prépondérante par rapport au signal transmis lorsque la puissance du signal incident atteint une certaine puissance seuil [85]. Cette puissance seuil dépend notamment de la largeur de raie à mi-hauteur du signal incident. Dans notre confi-

guration, la diffusion Brillouin n'intervient pas de manière significative sur les différents signaux. En effet, le signal pompe émis par la SLHP possède une largeur à mi-hauteur importante ($\sim 0,7\text{nm}$ pour 33dBm) et les données sont émises avec une puissance faible ($< 10\text{mW}$). Un autre phénomène optique nommé "diffusion Raman" peut apparaître de deux manières : sous forme spontanée et stimulée. La diffusion Raman spontanée est une transposition en longueur d'onde d'une partie de la puissance du signal pompe. Ce phénomène engendre l'apparition d'une émission spontanée amplifiée (ASE⁸ : Raman Stokes cf. figure 2.4) autour d'une longueur d'onde appelée longueur d'onde Stokes. Quant à la diffusion Raman stimulée, elle amplifie, plus ou moins en fonction des longueurs d'onde en jeu, les signaux optiques des données se propageant sur la même fibre que le signal pompe. Si cette amplification est bénéfique pour le niveau des données, en revanche la diffusion Raman engendre aussi un transfert de RIN⁹ qui apporte du bruit sur les signaux de données et qui peut être problématique dans certaines situations. Il est donc nécessaire de trouver le bon compromis entre la puissance électrique délivrable au terminal, l'amplification des signaux des données lors de leur propagation et la dégradation de ces derniers. Un dernier phénomène à prendre en considération est l'association de la rétro-diffusion Rayleigh et de l'amplification Raman qui engendre un retour non-négligeable du signal optique transmis. Ce signal rétro-diffusé devra être filtré en sortie des circulateurs afin de sélectionner uniquement la longueur d'onde utile.

La prise en compte des contraintes technologiques et des phénomènes physiques pouvant être générés lors de la propagation d'un signal de puissance sur une fibre optique, et qui ont été énumérés ci-avant, a conduit à l'élaboration d'un dispositif expérimental. Nous allons maintenant présenter les principales caractérisations du système pour différentes valeurs de la puissance délivrée par la SLHP.

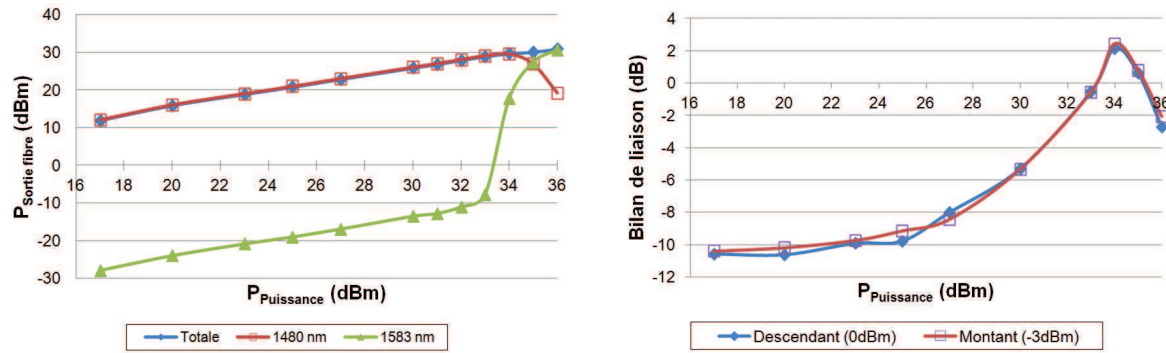
2.2.3 Caractérisation du dispositif optique

Bilan de liaison de la puissance et des données

Le bilan de liaison de la puissance est défini comme la différence entre les puissances optiques (en dBm) reçues en sortie de la fibre au niveau du terminal et émise par la source SLHP. La figure 2.5a représente la puissance reçue au niveau du terminal en fonction de la puissance émise par la SLHP pour deux longueurs d'onde significatives : 1480nm pour le signal pompe et 1583nm pour l'ASE générée. Les valeurs résultent d'une intégration de la puissance sur l'analyseur de spectre optique

8. Amplified Spontaneous Emission

9. Relative Intensity Noise



(a) Évolution de la puissance optique du signal pompe en sortie de la fibre en fonction de la puissance en entrée du dispositif pour les longueurs d'onde 1480nm, 1583nm et totale

(b) Bilan de liaison des signaux de données descendantes et montantes (à 1550nm) en fonction de la puissance du signal pompe

FIGURE 2.5 – Évolution de la puissance en sortie de la fibre et bilan de liaison des données [1]

sur une plage de $\pm 10\text{nm}$ autour de 1480nm et de $\pm 20\text{nm}$ autour de 1583nm. À partir de cette caractérisation, nous pouvons déduire un bilan de liaison du signal pompe de -6dB tant que la puissance du signal pompe est inférieure à 33dBm. Ensuite, une décroissance de la puissance autour de 1480nm et une croissance de la puissance autour de 1583nm sont respectivement observées lorsque la puissance du signal pompe est supérieure à 33dBm. Cet effet est le résultat de la diffusion Raman spontanée qui engendre l'apparition de l'ASE. La figure 2.5b présente le bilan de liaison de la puissance des signaux de données dans les sens descendant et montant (à 1550nm) mesurés en sortie de leurs circulateurs respectifs, en fonction de la puissance du signal pompe, lorsque la puissance émise est respectivement de 0dBm pour le signal descendant et de -3dBm pour le signal montant. Il est à noter que le bilan de liaison des signaux de données en fonction de la variation de la puissance du signal pompe est identique tant que la somme des puissances des signaux de données reste inférieure à 10dBm. Il est montré que l'amplification Raman devient significative dès que la puissance du signal pompe dépasse 25dBm. Le bilan atteint un maximum de 2dB pour une puissance du signal pompe de 34dBm puis décroît en raison du décalage en fréquence du signal pompe (apparition de l'ASE).

La présence d'une puissance optique rétro-diffusée correspondant à la longueur d'onde du signal de données descendant a été notée lors de la réception du signal montant (cf. §2.2.2 Éléments technologiques et physiques de l'architecture optique). Ce même phénomène de rétro-diffusion apparaît aussi lors de la détection du signal de données descendant. Cependant, dans ce cas, la puissance optique rétro-diffusée est beaucoup plus faible en raison de l'asymétrie du dispositif optique. En effet, par le fait de la présence du coupleur à quatre voies, les données montantes sont d'abord atténuées

de 6dB avant de se propager dans la fibre, alors que les données descendantes sont d'abord rétro-diffusées puis atténuées. L'expérimentation montre que la différence de puissance entre le signal des données montantes et le signal rétro-diffusé est respectivement égale à 9,2dB et 7,4dB pour des puissances optiques émises par la SLHP de 33dBm et 36dBm. Dans le sens descendant, la différence est respectivement de 31,9dB et de 26,6dB pour une puissance optique émise par la SHLP de 33dBm et 36dBm.

Mesure du taux d'erreur binaire (BER)

Le BER permet de caractériser la qualité de la transmission d'un signal en évaluant la probabilité d'erreur de transmission. Il s'agit du rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre de bits transmis. Le BER a été mesuré pour les voies de données descendantes et montantes, entre la source optique et le récepteur optique, en fonction de la puissance du signal pompe qui varie entre 0W et 4W (36dBm). Les données ont été échangées simultanément à un débit de 150Mbit/s et la puissance maximale en sortie du laser de données a été fixée à -3dBm. Le tableau 2.2 résume les résultats obtenus sur les voies de données descendantes et montantes en fonction de la puissance du signal pompe. Il est à noter que le BER mesuré pour la voie descendante est plus important que celui de la voie montante et cela pour la même puissance optique émise par la SLHP. Ce phénomène non-symétrique est principalement dû au transfert de RIN, dont l'origine est la diffusion Raman stimulée. Notons que pour 36dBm, les données sont très bruitées ce qui justifie une valeur de BER élevée.

P_{SLHP}	BER des données descendantes	BER des données montantes
0mW	$<10^{-12}$	$<10^{-12}$
30dBm	$8,0 \cdot 10^{-12}$	$<10^{-12}$
33dBm	$2,5 \cdot 10^{-6}$	$<10^{-12}$
36dBm	10^{-1}	10^{-8}

TABLEAU 2.2 – BER des voies de données optiques descendantes et montantes en fonction de la puissance de la SLHP lors d'une communication bidirectionnelle [1]

Choix de la puissance émise par la SLHP du dispositif optique

Les résultats obtenus lors de l'étude complète du dispositif optique sont résumés dans le tableau 2.3, qui présente en fonction de la puissance de la SLHP, la puissance électrique reçue par le terminal après la conversion O/E, le bilan de liaison des données descendantes et montantes ainsi que le

BER associé. Le bilan de cette étude montre qu'il est possible de transmettre simultanément de la puissance et des données co- et contra-propagatives sur une même fibre optique longue de 10km. Pour cela, il est cependant nécessaire de limiter la puissance de la SLHP à 33dBm pour éviter de trop dégrader les données descendantes. Dans ces conditions, la puissance électrique recueillie par le module de conversion O/E au niveau du terminal est de l'ordre de 180mW.

P_{SLHP}	$P_{\text{électrique}}$	Bilan de liaison de la voie descendante	Bilan de liaison de la voie montante	BER des données descendantes	BER des données montantes
30dBm	80mW	-5,2dB	-5,2dB	$8,0 \cdot 10^{-12}$	$< 10^{-12}$
33dBm	180mW	-0,2dB	-0,2dB	$2,5 \cdot 10^{-6}$	$< 10^{-12}$
36dBm	220mW	-2dB	-2dB	10^{-1}	10^{-8}

TABLEAU 2.3 – Résumé des caractérisations de l'architecture optique [1]

Bilan des paramètres du dispositif optique

L'ensemble des travaux précédents avait pour objectifs d'évaluer les contraintes et limites de fonctionnement de l'architecture optique (p. ex. concernant les puissances optiques des signaux de données et du signal pompe). Cette étude a permis de définir et de valider l'ensemble des composants passifs utilisés dans cette architecture. Il a ainsi été décidé que l'architecture optique se composerait uniquement de deux canaux optiques réservés pour les données (descendantes et montantes) et d'un canal descendant pour la puissance. Ceci a été établi dans le but de réduire à la fois la complexité de l'architecture optique et la consommation de l'interface I, par la limitation du nombre de modules de réception Rx et de transmission Tx. Ce choix de deux canaux optiques convient bien à notre souhait de mettre en œuvre une communication de type full-duplex afin d'accueillir une plus grande variété d'instruments ; communication full-duplex qui nécessite inévitablement l'utilisation d'un minimum de deux voies de données. Il a aussi été préconisé, pour le signal pompe, d'utiliser une puissance optique de 33dBm à 1480nm qui permet, après la conversion par quatre récepteurs photovoltaïques, d'obtenir environ 180mW sous une tension pouvant varier de 3,6V à 16V pour fournir l'alimentation du terminal. Pour les signaux de données, il est spécifié que le cumul de leurs puissances optiques doit rester en dessous de 10dBm (seuil Brillouin) et que leur longueur d'onde doit se trouver dans la bande C. De plus, en raison d'une rétro-diffusion des signaux de données, un filtre optique devra être placé en amont de chaque récepteur optique. Par contre, il faut noter que les composants (sources, détecteurs optiques) et instruments de mesure utilisés lors de l'étude de l'architecture

optique correspondent à des équipements “haut de gamme” de laboratoire, qui n’ont pas vocation à intégrer le démonstrateur final. En effet, en vue de la marinisation du système, l’un des objectifs des travaux de cette thèse consistera à développer, concevoir et caractériser nos propres modules O/E et E/O¹⁰ pour la transmission de données avec une optimisation en termes d’encombrement et de consommation. Ceux installés sur l’interface I requièrent une attention particulière notamment à cause de la faible puissance électrique disponible sur cette interface. Nous allons maintenant définir les objectifs liés à l’architecture opto-électronique de l’extension.

2.3 Définition des objectifs opto-électroniques de l’extension

2.3.1 Choix du capteur : l’hydrophone

En accord avec l’IFREMER, notre partenaire dans ce projet, nous avons choisi de dédier dans un premier temps notre extension à un hydrophone que nous estimons être le capteur offrant les caractéristiques (débit, consommation, taille, etc.) en adéquation avec la puissance disponible. Par ailleurs, il faut souligner que ce capteur est couramment utilisé dans le milieu océanographique et pouvait facilement être mis à disposition par l’IFREMER.

Hydrophone

L’hydrophone est un capteur immergé qui convertit une onde acoustique en un signal électrique [89]. Ce système passif, défini pour une utilisation en réception, est caractérisé par les paramètres suivants :

- sa sensibilité S_h (dB/V/ μ Pa) définie comme $S_h = 20\log_{10}(V_{RMS}/Pr)$, où V_{RMS} est la tension efficace de référence en sortie de l’hydrophone pour une pression (Pr) de 1 μ Pa ;
- sa bande passante se trouve généralement entre 1Hz et 30kHz, cependant certains acceptent des fréquences pouvant aller jusqu’à 250kHz ;
- sa directivité qui n’intervient pas dans notre application et donc dans la conception de notre dispositif.

La tension efficace délivrée par l’hydrophone permet de déterminer la pression acoustique. Plus la valeur de la sensibilité en dB diminue, plus le rapport tension/pression exprimé en V/bar¹¹ est faible. Par exemple, une sensibilité de -183dB donne un rapport de 70V/bar tandis qu’une sensibilité de -

10. Electrique/Optique

11. 1bar = 100000Pa=1000hPa

197dB donne un rapport de 14,1V/bar [90]. Les hydrophones sont, la plupart du temps, associés à un pré-amplificateur qui adapte en puissance le signal de mesure. Cette amplification est un paramètre réglable sur certains hydrophones et la communication nécessite alors d'être bidirectionnelle. Le signal en sortie du pré-amplificateur est généralement échantillonné avec un CAN¹² qui permet le traitement numérique des données. La consommation des pré-amplificateurs varie selon le gain et la bande passante ; par exemple dans la gamme des hydrophones de chez High Tech, Inc.¹³, le pré-amplificateur consomme de 4mW à 144mW en fonction du mode de fonctionnement. La consommation de l'hydrophone associé à son pré-amplificateur se trouve donc dans la gamme de puissance disponible au niveau du terminal tout en laissant une quantité d'énergie utilisable pour l'opto-électronique qui est en charge de la gestion des données.

2.3.2 Paramètres optiques et électriques

Nous avons défini le capteur associé à l'extension afin de déterminer le débit de données. Nous présentons ci-après les différents paramètres optiques et électriques qui ont été choisis pour notre extension en nous appuyant sur les informations extraites lors de l'état de l'art sur les systèmes à faible consommation.

Puissances des signaux optiques

Conformément à l'étude sur l'architecture optique, nous choisissons une puissance du signal pompe à 33dBm, qui permet d'obtenir à la fois une puissance électrique disponible de l'ordre de 180mW au niveau du module déporté et un bilan de liaison pour les signaux portant les données, égal à 0dB à la longueur d'onde de 1550nm, en sortie des circulateurs respectifs, correspondant aux sens descendant et montant.

Concernant l'émission optique des signaux de données, notre choix se porte sur des lasers disponibles sur le marché en privilégiant leur faible consommation. De plus, la contrainte imposée sur le cumul des puissances dédiées aux signaux de données fait qu'il doit être inférieure à 10dBm. Nous fixons la puissance d'émission maximale des données descendantes à 2dBm et celles des données montantes à -3dBm.

12. Convertisseur Analogique/Numérique

13. [http ://www.hightechincusa.com/Main.html](http://www.hightechincusa.com/Main.html)

Débit des données

Le signal de mesure provenant de l'hydrophone possède une fréquence qui se trouve généralement entre 1Hz et 30kHz. L'échantillonnage de ce signal doit respecter le critère de Nyquist-Shannon. Nous ne souhaitons pas nous situer en limite de ce critère d'échantillonnage ainsi nous avons choisi une fréquence d'échantillonnage égale à 200kHz. Cela nous permet aussi d'envisager l'utilisation d'hydrophones ayant une bande passante allant jusqu'à 100kHz.

Le débit des données numériques en sortie du CAN dépend bien sûr de sa résolution. Nous avons décidé de fixer un échantillonnage sur 16bits, ce qui est une valeur standard pour l'utilisation des hydrophones. Le débit généré des données est par conséquent de $200kHz \times 16bits$, soit 3,2Mbit/s. Cependant, nous verrons dans la suite du manuscrit (chapitre 3) qu'il est nécessaire d'augmenter ce débit à 5Mbit/s en raison du temps nécessaire pour l'acquisition du signal analogique par le CAN. Il est intéressant de noter que ce débit de 5Mbit/s est largement inférieur au débit de 150Mbit/s adopté pour la caractérisation de l'architecture optique.

Tension d'alimentation sur le terminal

Nous avons vu lors de l'état de l'art que la tension d'alimentation est un critère important dans le développement d'un système à énergie externe et à faible consommation. Elle est généralement inférieure à 5V. Dans notre configuration, la précision d'échantillonnage du signal analogique de l'hydrophone (après le préamplificateur) est liée à une tension de référence qui définit l'excursion en tension du CAN. Une tension de référence précise et élevée améliore les performances d'échantillonnage. La tension de référence générée à partir de la tension d'alimentation doit être légèrement inférieure à cette dernière. Par conséquent, si la tension d'alimentation est trop basse alors l'excursion de l'échantillonnage en est réduite. Pour cela, nous avons choisi une tension normalisée de 3,3V qui tient compte de la tension présente en sortie de l'association des cellules photovoltaïques de l'architecture optique (3,6V pour une mise en parallèle et 16V pour une mise en série) et qui permet par ailleurs d'utiliser un grand nombre de composants commercialement disponibles.

Composants

Toujours dans l'objectif de développer une extension moins onéreuse et générique, nous avons opté pour élaborer la partie opto-électronique de l'extension avec des composants disponibles sur le marché, standards et ainsi moins coûteux. Par conséquent, nous avons choisi de standardiser la

transmission de signaux électriques sur le terminal au format TTL/CMOS qui est très largement utilisé par les composants alimentés sous une tension de 3,3V. En effet, lorsque la tension d'alimentation est égale à 3,3V, les niveaux d'entrées compatibles TTL et CMOS sont identiques et correspondent à des plages de tension respectivement bornées par une limite haute à 0,8V pour un niveau bas et par une limite basse à 2,0V pour un niveau haut.

Protocoles de communication

Même si l'hydrophone est le capteur choisi pour être utilisé avec notre premier prototype de l'extension, cette dernière doit rester la plus générique possible afin de pouvoir y connecter une grande diversité de capteurs. De plus, l'extension doit pouvoir se connecter à un grand nombre d'observatoires existants. Par conséquent, les protocoles de communication choisis entre l'interface BJ et la boîte de jonction ainsi que celui entre l'interface BJ et l'instrument doivent être standards et couramment utilisés par les observatoires et les instruments à faible consommation¹⁴. Nous reviendrons sur ce point dans le paragraphe 2.4.

Synthèse des paramètres opto-électroniques de l'extension

Nous avons défini les principaux paramètres optiques et électriques de notre extension. Ils sont résumés ci-dessous :

- la puissance optique du signal pompe est de 33dBm à la longueur d'onde de 1480nm ;
- les puissances optiques maximales des signaux descendant et montant sont respectivement de 2dBm et -3dBm avec une longueur d'onde émise en bande C ;
- le capteur est un hydrophone avec cependant le souhait que tout capteur ayant des niveaux de consommation et un débit de données similaires, voire inférieures, puisse aussi être utilisable avec l'extension développée ;
- le débit doit être de 5Mbit/s ;
- la tension d'alimentation choisie pour le terminal est de 3,3V ;
- l'utilisation de composants commercialement disponibles sera privilégiée ;
- les niveaux de tension des signaux de données sur le terminal doivent être compatibles avec les niveaux du standard TTL/CMOS ;
- le choix de protocoles de communication génériques sera une priorité.

14. Nous parlons ici d'instruments composés d'un capteur et d'un ou deux composants offrant une interface numérique, par exemple un échantillonneur

Connaissant les conditions imposées par l'architecture optique, les paramètres optiques et électriques, nous pouvons désormais choisir les protocoles de communication qui seront utilisés par l'extension. Ci-après, nous menons ainsi une discussion autour du choix de ces protocoles et de leur implémentation dans l'extension.

2.4 Protocoles de communication

Le protocole est un ensemble de règles qui permet à plusieurs systèmes de communiquer. Les protocoles utilisent divers types de communication comme le full-duplex, le half-duplex et le simplex qui peuvent être synchrones ou asynchrones, séries ou parallèles. Ils peuvent aussi se différencier par leur complexité de mise en œuvre, leur fiabilité, leur débit et leur robustesse. Dans un premier temps, nous apportons des informations sur ces différences qui caractérisent les protocoles de communication. Ensuite, nous proposons d'analyser l'influence de ces caractéristiques ainsi que leurs impacts, en particulier sur le développement de notre extension. Après avoir justifié le choix des protocoles, nous exposerons les problèmes liés à leurs mises en œuvre et les méthodes que nous proposons pour les résoudre.

2.4.1 Réflexions sur les protocoles de communication

Nous avons mentionné qu'il existe plusieurs caractéristiques qui différencient les protocoles entre-eux. Nous pouvons tout d'abord différencier ceux utilisant les communications synchrones et les communications asynchrones. Dans une communication synchrone, le signal d'horloge de référence est le même pour tous les modules. L'un des modules est désigné comme maître de la communication et les autres comme esclaves. Leurs attributions ne sont pas toujours définitives et peuvent s'interchanger. Le rôle du maître est d'assurer le bon fonctionnement de la communication en activant et synchronisant une communication avec le ou les esclaves. Dans les communications asynchrones, chaque module dispose de son propre signal d'horloge. Les modules sont désignés comme récepteurs ou émetteurs, et peuvent même avoir simultanément les deux rôles.

Ensuite, les communications synchrones et asynchrones peuvent être soit en full-duplex, half-duplex, ou simplex. Dans le cas du full-duplex, la transmission est bidirectionnelle et les données peuvent être transmises simultanément dans les deux sens. Toujours avec une transmission bidirectionnelle, le half-duplex ne permet pas l'échange des données en simultané. Dans le cas du simplex, la communication est alors unidirectionnelle.

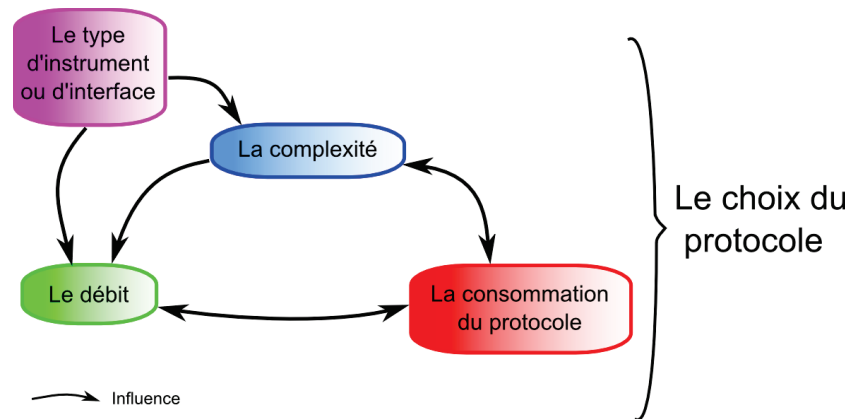


FIGURE 2.6 – Illustration des facteurs clés et de leurs influences mutuelles pouvant conditionner le choix d'un protocole

Nous avons défini comme facteurs clés qui vont conditionner le choix du protocole de communication les paramètres suivants : type d'instrument, débit, complexité et consommation. Nous allons maintenant discuter autour des influences mutuelles que peuvent avoir ces facteurs clés en nous appuyant sur la figure 2.6 qui illustre leurs liens de manière synthétique. Nous proposons de commencer cette discussion avec les contraintes imposées par le type d'interface ou par l'instrument employé. Celui-ci influence à la fois la valeur du débit pour transporter l'ensemble des données collectées, et influence la complexité du protocole pour assurer la bonne transmission des informations. Cette transmission des données peut se complexifier s'il est nécessaire de :

- vérifier que les données envoyées ont bien été reçues par un acquittement comme cela est fait par exemple dans le protocole Ethernet ;
- sécuriser les données avec un cryptage ;
- fiabiliser la transmission des données en utilisant un code correcteur.

Cependant, en règle générale, plus la complexité du protocole est importante, plus la consommation requise pour son fonctionnement augmente. De même, un débit des données plus important augmente la consommation. Quant à cette dernière, si elle est limitée, comme dans le cas de notre application, elle contraint en retour la complexité et le débit du protocole.

Dans le cadre de notre application, le débit nécessaire pour notre instrument (hydrophone + CAN) est fixé à 5Mbit/s et, de plus, la consommation du terminal ne doit pas dépasser les 180mW. Nous en déduisons que la complexité du protocole de communication utilisé entre l'instrument et l'interface BJ doit être minimale et qu'il ne faut incorporer ni code correcteur, ni cryptage, ni le principe d'accusé de réception, ceci afin de réduire à son minimum la consommation du terminal. De plus, il semble préférable de mettre en place un seul protocole entre l'interface BJ et l'instrument de

manière à limiter la complexité de l'architecture de l'interface I et donc sa consommation. En effet, l'utilisation d'un protocole sur le dispositif optique (entre l'interface BJ et l'interface I) et d'un autre protocole entre l'interface I et l'instrument impliquerait d'employer un convertisseur de protocole au niveau de l'interface I ce qui augmenterait sa consommation. Quant au protocole de communication entre l'interface BJ et l'observatoire, il a pour seule contrainte d'être employé par un grand nombre d'observatoires. Nous orientons donc notre recherche de protocoles de communication vers deux axes : un protocole simple et utilisé par un grand nombre d'instruments océanographiques à faible consommation (capteur + composant(s) permettant la conversion numérique), et un protocole générique, implanté dans les observatoires de fond de mer existants.

2.4.2 Protocoles génériques existants et choix des protocoles pour l'extension

Dans le but de choisir nos protocoles de communication pour l'extension, nous listons un ensemble d'interfaces¹⁵ qui pourraient répondre aux contraintes mentionnées précédemment (généricité, rapidité, simplicité, faible consommation).

Concernant le protocole permettant de faire communiquer l'interface BJ avec l'observatoire, nous avons choisi d'utiliser le protocole Ethernet¹⁶ car il est couramment employé sur les observatoires câblés de fond de mer. Ce choix permettra donc à notre extension d'être compatible avec le plus grand nombre d'observatoires. Il s'agit d'un protocole complexe. En effet, il utilise une procédure d'acquittement et une trame comprenant des informations associées aux données (p. ex. adresse du destinataire et de l'expéditeur, la taille de la donnée transmise, etc.) qui augmentent la consommation de l'émetteur et du récepteur. Par contre, nous proposons d'utiliser un autre protocole de communication, moins consommant, entre l'interface BJ et l'instrument. Pour ce dernier, plusieurs solutions semblent envisageables :

- L'interface 1-wire [91] : conçue par Dallas Semiconductor, 1-wire utilise une communication asynchrone et half-duplex. Le bus 1-wire n'utilise qu'un seul fil comme son nom l'indique. Son débit est généralement inférieur à 16kbit/s.
- L'interface I²C¹⁷ [92] : initialement développée par l'entreprise Philips, I²C fait maintenant partie des interfaces standards. Il transmet les données sur un bus série qui est synchrone, half-duplex et qui comporte deux signaux : le signal d'horloge de synchronisation et le signal

15. L'interface peut être logicielle et matérielle, elle comprend alors un protocole et un bus

16. Nous le retrouvons sur les observatoires présentés dans le chapitre 1 comme NEPTUNE, OBSEA, ESONET, Deep Sea Net.

17. Inter Integrated Circuit

de données. Son débit standard est inférieur à 100kbit/s. Il est parfois possible de trouver des bus I²C pouvant aller jusqu'à 5Mbit/s.

- L'interface UART¹⁸ [93] : le protocole UART utilise une communication asynchrone et full-duplex. Les données sont transmises sur un bus série qui comprend de 2 à 5 fils (Tx, Rx, et la masse, parfois CTS¹⁹ et RTS²⁰ pour des liaisons dites "Full Modem". Le début d'une transmission est signalé par un bit de start et la fin par un à deux bits de stop. Son débit est donné en Baud et peut atteindre 3,6MBauds soit environ 3,6Mbit/s en communication binaire. Une version synchrone de cette interface existe USART²¹ mais elle n'est pas encore très répandue.
- L'interface CAN²² [94] : le protocole CAN utilise une communication asynchrone car chaque entité dispose de sa propre horloge. Cependant, l'horloge de chaque entité se synchronise avec la dernière trame transmise sur le bus. L'interface CAN a une transmission half-duplex où les systèmes communiquent à tour de rôle. Les données sont transmises dans une trame qui comporte aussi des informations comme l'information sur l'horloge, l'identifiant du destinataire, un message d'erreur, etc. Le bus CAN comporte au minimum deux fils (CAN-Low et CAN-High). Son débit dépend de la longueur du réseau. Par exemple, pour un réseau de 40m, le débit atteint jusqu'à 1Mbit/s, pour un réseau de 500m alors le débit est restreint à 125kbit/s.
- L'interface SPI²³ [95] : le protocole SPI utilise une communication synchrone et full-duplex. Le bus SPI se compose de trois à quatre fils (SCLK²⁴ : horloge, CS²⁵ : active la transmission, MOSI²⁶ : données émises par le maître, MISO²⁷ données émises par l'esclave). Il est possible de trouver des interfaces SPI allant jusqu'à 100Mbit/s.

Compte tenu du débit requis par l'extension, l'interface 1-wire et CAN ne sont pas envisageables. Toujours dans l'objectif de réduire la consommation du terminal, il est préférable que la gestion de la communication se retrouve au niveau de l'interface BJ. Ainsi, nous optons pour une communication synchrone ce qui permet, au terminal, d'éviter d'avoir à produire son propre signal d'horloge et à utiliser un module de synchronisation. Les possibilités restantes sont donc les protocoles I²C et SPI.

18. Universal Asynchronous Receiver Transmitter

19. Clear To Send : prêt à recevoir

20. Ready To Send : prêt à émettre

21. Universal Synchronous & Asynchronous Receiver Transmitter

22. Controller Area Network

23. Serial Peripheral Interface

24. Serial Clock

25. Chip Select

26. Master Output Slave Input

27. Master Input Slave Output

Cependant, le bus I²C fonctionnant à 5Mbit/s n'est pas très courant et dans le but d'avoir une interface générique, nous choisissons d'utiliser le protocole SPI.

2.4.3 Intégration de l'interface SPI dans l'extension

Après une description détaillée de l'interface SPI, nous présentons ici les points critiques à son intégration dans l'extension et les solutions employées pour y parvenir. Le premier problème est le nombre de canaux optiques disponibles dans l'architecture optique (une voie descendante et une voie montante) pour transmettre les quatre signaux présents dans l'interface SPI (trois signaux descendants et un signal montant). Le second problème est une perte de synchronisation engendrée lors de l'utilisation d'une liaison SPI pour des communications sur une longue distance (fibre de 10km).

Interface SPI



FIGURE 2.7 – Principe d'une communication SPI

L'interface SPI offre l'avantage d'être full-duplex et d'être peu complexe. De plus, elle est très utilisée par de nombreux composants qui équipent une grande variété d'instruments du milieu océanographique, ce qui facilite son implantation et rend notre extension plus générique. C'est une interface synchrone, dédiée pour les très courtes distances, qui contient un maître, un esclave et un bus de données composé de trois à quatre fils (cf. figure 2.7). Lorsque seuls trois fils sont présents, cela signifie que le signal de données MISO ou MOSI n'est pas nécessaire. Par exemple, dans le cadre de notre extension dédiée à l'hydrophone et dans la majorité des cas, aucun signal issu de l'interface BJ n'est indispensable au capteur pour fonctionner ; ainsi le signal MOSI du SPI servant à transmettre les données descendantes peut être supprimé pour avoir une interface SPI 3-fils.

Dans notre application, le maître est l'interface BJ et l'esclave est le terminal ; ce choix est fait pour minimiser la consommation de ce dernier. Nous décrivons la transmission des données entre les deux interfaces en nous aidant de la figure 2.8 qui présente le chronogramme des signaux SPI. L'envoi et la lecture des données, par les deux interfaces, se font avec le même signal d'horloge. Ce

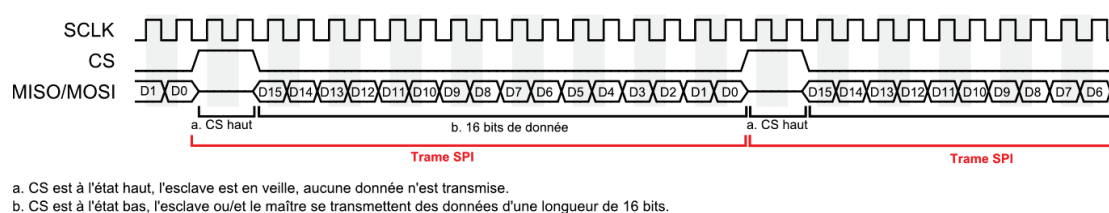


FIGURE 2.8 – Chronogramme des signaux de la transmission SPI 16bits

signal d'horloge, appelé SCLK dans le cas du SPI, est généré par le maître. À chaque front du signal SCLK, descendant ou montant en fonction de la polarité choisie, le maître et l'esclave transmettent un bit sur la voie MOSI/MISO. Quant au signal CS, il délimite les trames SPI. Lorsqu'il est au niveau haut, la communication SPI est inactive. Inversement, s'il est au niveau bas, la trame SPI est transmise et lue. L'interface SPI est assez flexible car elle offre la possibilité de choisir le nombre de bits contenus dans une trame.

Adaptation du bus SPI : le Quasi-SPI

Le choix de la liaison SPI a néanmoins un inconvénient pour notre application. En effet, un hydrophone, associé à une interface SPI, nécessite habituellement l'utilisation de 3 signaux. Un pour la transmission des données montantes (MISO), un autre signal descendant pour démarrer et arrêter la communication (CS) et le dernier pour transmettre l'horloge de cadencement (SCLK). Malheureusement, l'architecture optique de l'extension, définie précédemment, ne dispose que de 2 voies pour les données (une montante et une descendante). Or, le signal descendant doit impérativement transmettre le signal d'horloge pour garder le caractère synchrone de la communication et le signal montant ne peut être que le signal des données. Une analyse du signal CS servant à activer ou arrêter la communication, montre qu'il est synchrone et cyclique par rapport au signal d'horloge. Nous proposons donc de recréer ce signal au niveau de l'interface I grâce au signal d'horloge reçu. Les modifications apportées sur le bus standard SPI ont donné un bus intermédiaire et spécifique à notre application, bus que nous nommerons par la suite « quasi-SPI » (cf. Figure 2.9).

Rappelons ici que chaque échantillon du signal provenant de l'hydrophone possède une longueur de 16 bits. Par conséquent, le signal CS doit donc rester à l'état bas pendant 16 bits puis passer à l'état haut pour délimiter temporellement deux trames SPI et cela de manière cyclique. Nous avons fait le choix de laisser le signal CS à l'état haut pendant 2 bits pour notre application (plus de détails sur ce choix seront apportés par la suite). Nous avons donc fixé le rapport cyclique du signal CS (2 bits au niveau haut, puis 16 bits au niveau bas, cf. figure 2.8). La solution que nous proposons

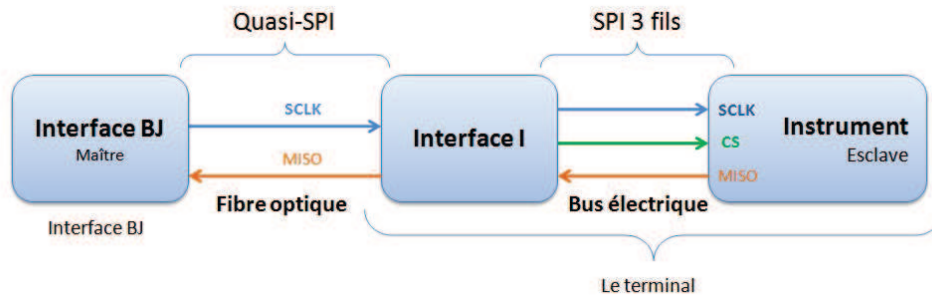


FIGURE 2.9 – Illustration des bus entre l'interface BJ et l'instrument

consiste à générer le signal CS à partir d'un compteur incrémenté par le signal SCLK au niveau de l'interface I (cf. figure 2.9). Ceci nous permet d'obtenir une interface SPI pour l'instrument avec une transmission de seulement deux signaux sur la liaison optique.

Mise en place de la liaison SPI sur une longue distance

Dans notre application, le signal SCLK parcourt 10km avant d'être reçu par le terminal. Le signal MISO parcourt lui aussi 10 km sur le retour. Le temps de propagation de ces signaux, lié à la distance qu'ils parcourent, entraîne une perte de la synchronisation au niveau de l'interface BJ et engendre une perte des données. De manière à faciliter la compréhension, par la suite nous nommons "CS_BJ" le signal CS généré par l'interface BJ et "CS_I" le signal CS généré par l'interface I. Les deux signaux CS_BJ et CS_I sont créés localement au niveau de leurs interfaces respectives, à partir du même front du signal d'horloge SCLK, et ne sont pas transmis (sauf si nous le mentionnons explicitement). Ils nous permettent de localiser temporellement, sur les chronogrammes, les trames SPI, sortantes et entrantes de l'interface BJ. Pour illustrer l'effet dû au temps de propagation aller-retour entre l'interface BJ et le terminal sur le signal optique, nous comparons la transmission d'une trame SPI dans deux configurations : une transmission sur courte distance (synchrone) et une transmission sur longue distance. Cette dernière est représentée par la trame SPI que nous avons grisée sur la

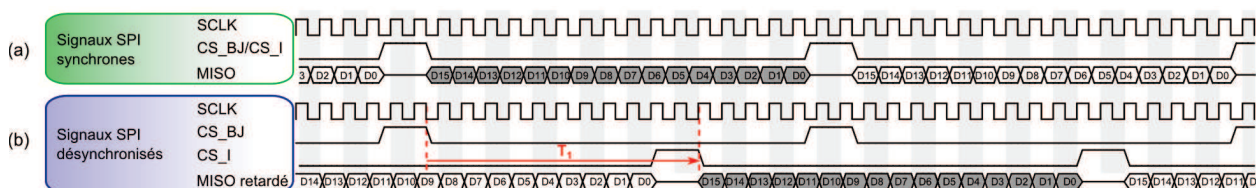


FIGURE 2.10 – Chronogrammes des signaux vus par l'interface BJ : illustration du retard du signal MISO

figure 2.10. Lors de la configuration sur une courte distance (cf. figure 2.10(a)), c'est-à-dire où le temps de propagation est considéré comme nul, les signaux CS_BJ (confondu avec le signal CS_I) et MISO sont synchrones. Lors de la deuxième configuration (cf. figure 2.10(b)), la même trame SPI grisée est reçue par l'interface BJ après propagation sur une longue distance. Cette trame, synchrone avec le signal CS_I, est retardée d'un temps T_1 par rapport au signal CS_BJ. Ce temps T_1 correspond au temps d'aller-retour sur le support de transmission, qui pour un signal optique sur 20km est d'environ 100µs. Pour simplifier la représentation, nous avons choisi de représenter, tout d'abord, un temps T_1 inférieur à la longueur temporelle d'une trame. Sur la figure 2.10(b) nous montrons les signaux présents sur l'interface BJ ainsi que le signal CS_I dans le cas où il aurait été transmis. Donc, ce signal CS_I est l'image du signal CS_BJ qui aurait effectué un aller-retour dans la fibre. En observant ces signaux, nous pouvons voir que la trame SPI grisée, désynchronisée, a plusieurs de ses bits ignorés car ils arrivent au moment où le signal CS_BJ est à l'état haut. Autrement dit, il faut recaler le signal CS_I avec le signal CS_BJ. La solution que nous proposons consiste à appliquer un retard sur le signal MISO afin de le synchroniser avec le signal CS_BJ de la trame SPI suivante. Ce retard que nous appliquons, nous l'appelons "temps de compensation". Il est représenté par le temps T_3 sur la figure 2.11.

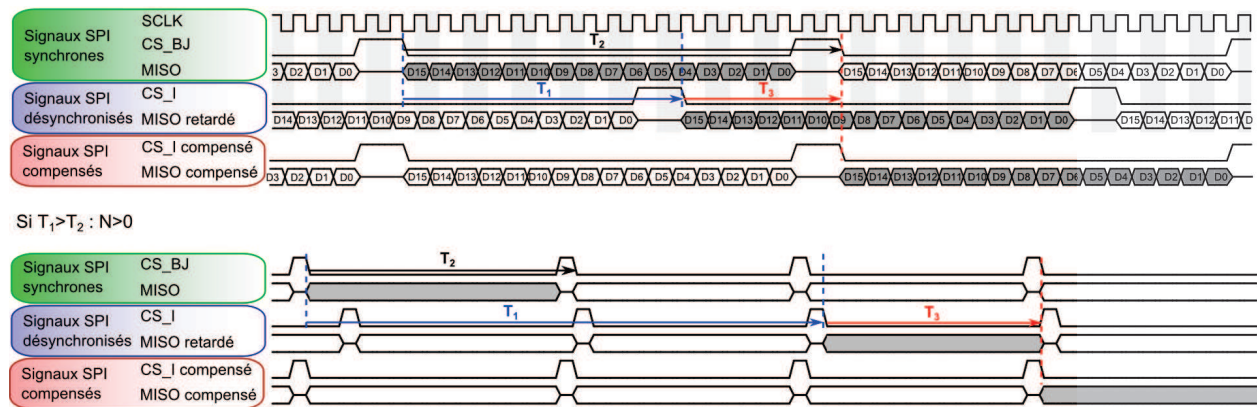


FIGURE 2.11 – Chronogrammes des signaux vus par l'interface BJ : illustration du retard du signal MISO et de ce même signal compensé

Le temps de retard T_1 peut s'écrire :

$$T_1 = N \times T_2 + (T_2 - T_3) \quad (2.1)$$

où,

T_2 correspond à la période des signaux CS_BJ et CS_I qui représente la longueur des données de

la trame SPI plus les 2 bits à l'état haut des signaux CS_BJ et CS_I.

N est une valeur entière.

Nous en déduisons l'expression du temps T_3 :

$$T_3 = (N + 1) \times T_2 - T_1 \quad (2.2)$$

Pour appliquer ce temps de compensation T_3 au signal MISO, nous optons pour une mémoire programmable (FIFO²⁸) que nous décrirons dans le chapitre 3. La détermination de l'ensemble des temps T_1 , T_2 et T_3 passe par une phase d'initialisation du système. Pour mesurer les temps T_1 et T_2 , nous choisissons d'utiliser un compteur cadencé par le même signal d'horloge que celui employé par la mémoire FIFO. Par conséquent, le traitement des valeurs de T_1 , T_2 et T_3 est simplifié.

Dans un premier temps, le temps T_1 est mesuré de la façon suivante :

1. L'interface BJ ordonne l'envoi d'une trame SPI en transmettant le signal SCLK à l'interface I.
2. Dans le même temps, le compteur de l'interface BJ est activé sur le front descendant du signal CS_BJ,
3. L'interface I reçoit le signal SCLK synonyme d'une demande de communication de la part de l'interface BJ. L'interface I, se trouvant dans la phase d'initialisation, envoie une trame SPI qui contient alors le signal CS_I à la place des données.
4. Le signal CS_I est reçu par l'interface BJ et le premier front descendant de ce signal déclenche l'arrêt du compteur de l'interface BJ.

Il nous faut aussi connaître le temps T_2 qui sépare les deux fronts descendants du signal CS_BJ lors d'une communication SPI continue. La mesure de ce temps s'effectue sur l'interface BJ. Un compteur est activé lors d'un front descendant du signal CS_BJ puis est arrêté sur le front descendant suivant de ce même signal.

À partir des temps T_1 et T_2 , la mémoire FIFO est programmée pour réaliser un retard de la valeur T_3 . Enfin, l'interface BJ vérifie la bonne synchronisation des signaux. Cette étape consiste à transmettre une centaine de trames SPI contenant le signal CS_I et à s'assurer que ce dernier est synchronisé avec le signal CS_BJ. La phase d'initialisation est alors terminée, la transmission des données issues du capteur peut commencer.

28. First In First Out

Ce système fonctionne indépendamment de la fréquence de la liaison SPI et de la longueur de la fibre optique. Il est à noter que la taille de la FIFO limite la valeur maximale du retard T_3 . Pour une taille de mémoire fixe, la valeur maximale de T_3 peut être augmentée en diminuant la fréquence de cadencement de la mémoire FIFO, ce qui réduit par ailleurs la précision de la compensation.

2.5 Présentation de l'architecture détaillée de l'extension

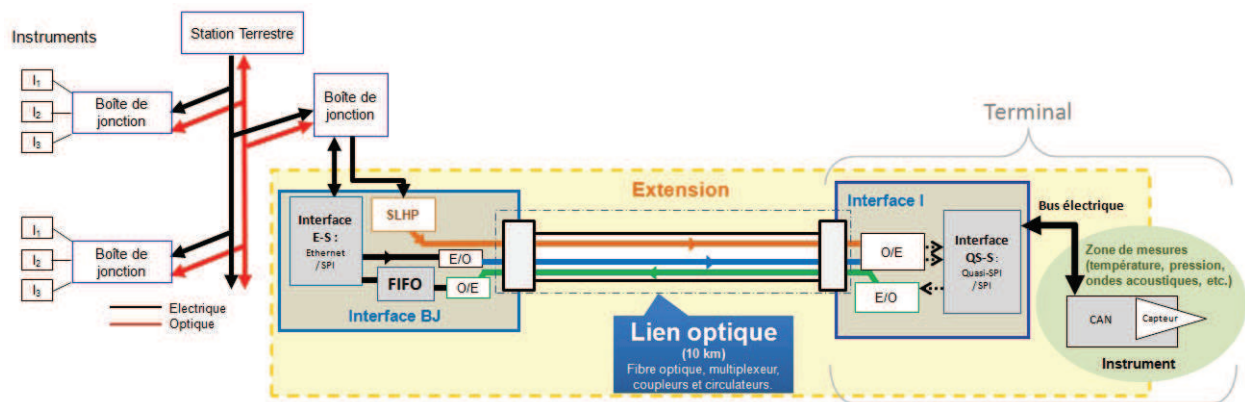


FIGURE 2.12 – Architecture détaillée de l'extension

Le choix des protocoles de communication et leur mise en place ayant été présentés, nous allons maintenant revenir sur l'architecture de l'extension pour expliquer les différentes étapes de la communication entre l'interface BJ et le terminal.

L'architecture de l'extension se compose de trois parties : l'interface BJ, le lien optique (fibre, multiplexeurs, coupleurs et circulateurs) et le terminal (cf. figure 2.12).

Tout d'abord, nous retrouvons dans l'interface BJ le laser de puissance (SLHP) qui fournit l'énergie d'alimentation au terminal. L'interface BJ incorpore aussi les équipements nécessaires à la gestion des données reçues et émises par le terminal via la fibre optique. Ces principaux équipements sont une interface E-S²⁹ qui est en charge de la communication Ethernet avec l'observatoire câblé et de la communication SPI avec l'instrument. L'interface E-S programme aussi la mémoire FIFO utilisée pour la synchronisation des signaux de l'interface SPI. Un module de conversion O/E permet de recevoir les données optiques émises par l'instrument, tandis qu'un module E/O émet les données vers le terminal.

Le lien optique de 10km est le support de transmission qui permet le transfert des données et de la puissance entre l'interface BJ et le terminal. C'est une fibre optique monomode de 10km de long

29. Ethernet/SPI

accompagnée de circulateurs, coupleurs et multiplexeurs qui ont été présentés dans l'architecture optique.

Le terminal est divisé en deux parties : l'instrument et l'interface I. En ce qui concerne l'instrument, il a été décidé de concevoir notre extension pour l'utilisation d'un hydrophone associé à un CAN. Cependant, d'autres types d'instruments à faible consommation doivent pouvoir s'y connecter. Ensuite, la deuxième partie, l'interface I, a pour fonctions principales la réception et l'émission des données sur la fibre optique ainsi que la communication avec l'instrument. Pour ce faire, il est composé de modules de conversion O/E et E/O et d'un adaptateur d'interface QS-S³⁰. Ce dernier est en charge de générer le signal CS en fonction du signal d'horloge reçu.

Lors de la mise en route du système, l'interface BJ initialise la mémoire FIFO et vérifie la bonne communication avec le terminal. À la fin de cette étape, l'interface BJ met en veille le système et attend une requête Ethernet qui sera déclenchée lorsque l'utilisateur ou l'observatoire fait une demande d'accès à l'instrument. Une fois cette requête reçue, l'interface E-S commence la communication SPI avec le terminal. Pour cela, il envoie le signal d'horloge SCLK vers le module de conversion E/O. Ce module convertit l'horloge électrique en horloge optique qui est transmise au travers de la fibre optique. Le module de conversion O/E de l'interface I détecte le signal d'horloge, le terminal peut démarrer une communication avec l'interface BJ. Le signal d'horloge est alors distribué à l'instrument et à l'interface I. Cette dernière recrée le signal CS nécessaire pour activer la communication SPI. Les données issues de l'instrument (trames SPI) sont transmises au module de conversion E/O qui les convertit en un signal optique afin de les transmettre sur la fibre optique vers l'interface BJ. Les données optiques montantes arrivent sur un module de conversion O/E au niveau de l'interface BJ. Ce module transforme les trames optiques en trames électriques qui sont ensuite retenues par la mémoire FIFO afin de les synchroniser avec les signaux CS_BJ et SCLK de l'interface E-S. Cette dernière traite les trames SPI et envoie les données par Ethernet vers l'observatoire câblé. La transmission de trames SPI est maintenue tant que la demande de l'utilisateur est active. Et donc, les trames SPI arrivent en continu sur l'interface BJ car le signal d'horloge SCLK est transmis en permanence. Quant à l'alimentation du terminal par la SLHP, elle est toujours présente, dans cette version du démonstrateur, même en l'absence de communication avec le terminal.

30. Quasi-SPI vers SPI

2.6 Conclusion du chapitre 2

Dans ce chapitre, nous avons défini les paramètres clefs de l'extension en nous appuyant à la fois sur l'étude de l'architecture optique réalisée par F. Audo et sur les travaux de l'état de l'art sur les systèmes à faible consommation. L'architecture optique a été décrite. Elle se compose d'émetteurs et récepteurs optiques, d'une source laser haute puissance pour l'opto-alimentation, d'éléments optiques permettant l'aiguillage des différents signaux optiques et d'une fibre monomode de 10km. Cette fibre optique permet de réaliser une voie descendante à 1480nm pour la puissance ainsi que deux voies optiques pour les données, l'une descendante et l'autre montante, toutes les deux en bande C (1530nm-1565nm). Après la conversion par quatre cellules photovoltaïques de l'énergie optique émise à 33dBm, la puissance électrique disponible est de 180mW sous une tension variant de 3,6V à 16V. Nous avons choisi comme instrument un hydrophone associé à un CAN. Ce capteur requiert un débit de l'ordre de 5Mbit/s et sa consommation peut varier de 4mW à 144mW selon les modèles. Nous fixons aussi la tension d'alimentation à 3,3V ce qui permet de disposer d'un grand nombre de composants commercialement disponibles, d'une excursion d'échantillonnage que nous jugeons suffisante pour la précision de mesure, et d'une tension utilisée communément par les systèmes à faible consommation.

Ensuite, nous nous sommes intéressés aux protocoles utilisés pour établir la communication entre l'interface BJ et l'observatoire et plus particulièrement aux protocoles de communication entre l'interface BJ et l'instrument. Après l'analyse de différents types de protocoles de communication, nous avons opté pour un protocole n'utilisant ni les codes correcteurs d'erreurs, ni les accusés de réception, ni le cryptage des données afin de réduire à son minimum la consommation du terminal. Toujours dans l'objectif de réduire cette consommation, nous avons proposé d'employer une communication synchrone afin d'éviter d'utiliser un signal d'horloge et un module de synchronisation sur le terminal. Parmi les interfaces listées, l'interface SPI nous a paru comme le meilleur choix. Cependant, cette interface requiert un bus contenant un nombre supérieur de signaux à ceux disponibles sur notre architecture optique. La solution que nous avons apportée pour résoudre cette contrainte est un bus propre à notre système et inspiré du SPI : le Quasi-SPI qui consiste à utiliser le signal descendant (SCLK) afin de recréer, au niveau de l'interface I, le signal non transmis (CS). Le signal MISO est dédié aux données montantes et le signal MOSI n'est pas utilisé dans le cas où l'instrument est un hydrophone équipé d'une interface SPI. Les signaux présents en sortie de l'interface I, où vient se connecter l'instrument, sont ceux d'une interface SPI 3-fils classique, ce

qui permet d'associer un grand nombre d'instruments océanographiques à faible consommation et compatibles avec cette interface SPI. Par la suite, nous avons abordé le problème de synchronisation entre les deux interfaces (BJ et I) dû au temps de propagation du signal optique sur la fibre de 10km. Nous avons proposé une méthode basée sur l'emploi d'une mémoire FIFO pour retarder le signal MISO, méthode comportant une étape d'auto-calibration à l'initialisation lors de la mise sous tension de l'extension. Cette méthode a l'avantage d'être auto-adaptative en fonction de la longueur de la fibre et en fonction de la fréquence de la liaison SPI.

Enfin, nous avons présenté de manière plus détaillée l'architecture complète de l'extension et décrit la communication entre les différents blocs. L'interface BJ est composée de modules O/E et E/O, d'une mémoire FIFO et d'une interface E-S. Le terminal contient des modules O/E et E/O, une interface QS-S, un CAN et un hydrophone. Après l'initialisation de l'extension, l'accès aux données de l'instrument est disponible à partir d'une requête Ethernet. La communication avec l'instrument est continue et s'arrête lors de l'arrêt des requêtes Ethernet. Quant au terminal, il est opto-alimenté en permanence.

Les paramètres et les contraintes électriques, optiques et protocolaires de l'extension étant maintenant décrits, nous présentons dans le chapitre suivant les détails sur la conception, le développement et la caractérisation de l'interface BJ et du terminal.

Chapitre 3

Développement et caractérisation du démonstrateur

Sommaire

3.1	Introduction du chapitre 3	93
3.2	Terminal	93
3.2.1	Organisation et principe de fonctionnement du terminal	94
3.2.2	Module d'alimentation	96
3.2.3	Module O/E	101
3.2.4	Module E/O	113
3.2.5	Interface QS-S et Instrument	127
3.2.6	Bilan sur le terminal	134
3.3	Interface BJ	137
3.3.1	Architecture de l'interface BJ	137
3.3.2	Source Laser Haute Puissance	139
3.3.3	Module E/O	139
3.3.4	Module O/E	142
3.3.5	Microcontrôleur et FIFO	144
3.3.6	Bilan sur l'interface BJ	148
3.4	Caractérisation du démonstrateur complet	148
3.4.1	Dispositif expérimental	149
3.4.2	Caractérisation de la communication SPI entre l'interface BJ et le terminal	150
3.4.3	Un pas vers la marinisation	154

3.5 Conclusion du chapitre 3 156

3.1 Introduction du chapitre 3

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté l'architecture de l'extension et défini les protocoles de communication qui régissent le transfert des données provenant de l'instrument vers l'observatoire de fond de mer. L'étape suivante consiste à développer les modules situés aux extrémités de l'extension au niveau du terminal et de l'interface BJ. Dans ce chapitre, nous détaillons la conception de chaque module, puis nous présentons leurs caractérisations qui portent essentiellement sur leurs comportements en fréquence et en longueur d'onde, ainsi que sur leur consommation.

Dans un premier temps, nous abordons l'un des éléments clefs du système d'opto-alimentation : le module déporté, appelé terminal. La conception de ce dernier a été étudiée en s'inspirant de l'état de l'art sur les systèmes à faible consommation en raison de la relativement faible puissance électrique disponible (180mW). La finalité consiste à minimiser la consommation de l'interface I pour disposer d'un maximum d'énergie utile pour l'instrument. Après avoir justifié et présenté l'architecture du terminal, nous étudions les différents blocs qui le composent. Ainsi, nous décrivons et argumentons les choix techniques et technologiques via les différents blocs fonctionnels tout en gardant une réflexion d'ensemble en accord avec le cahier des charges de l'extension. Chaque bloc est caractérisé et validé individuellement. Puis, nous décrivons les caractérisations complètes du terminal et les moyens expérimentaux utilisés pour y parvenir.

Dans un second temps, nous nous intéressons au dispositif connecté à l'observatoire : l'interface BJ. Nous suivons la même démarche que celle entreprise pour l'élaboration du terminal. Nous concluons par l'analyse et la validation du fonctionnement de l'ensemble de l'interface BJ.

Pour conclure ce chapitre, nous caractérisons l'ensemble de l'extension. Pour cela, les deux modules sont interconnectés via la fibre optique, formant ainsi le démonstrateur.

3.2 Terminal

Le terminal, présenté sur la figure 3.1, est le module déporté de l'extension où se connecte le capteur qui dans notre configuration est un hydrophone. Nous allons décrire dans ce paragraphe l'agencement fonctionnel de ce module. Un travail spécifique en vue de la minimisation de l'énergie consommée a été effectué sur chaque bloc du terminal, tout en tenant compte des objectifs auxquels doit répondre l'ensemble.

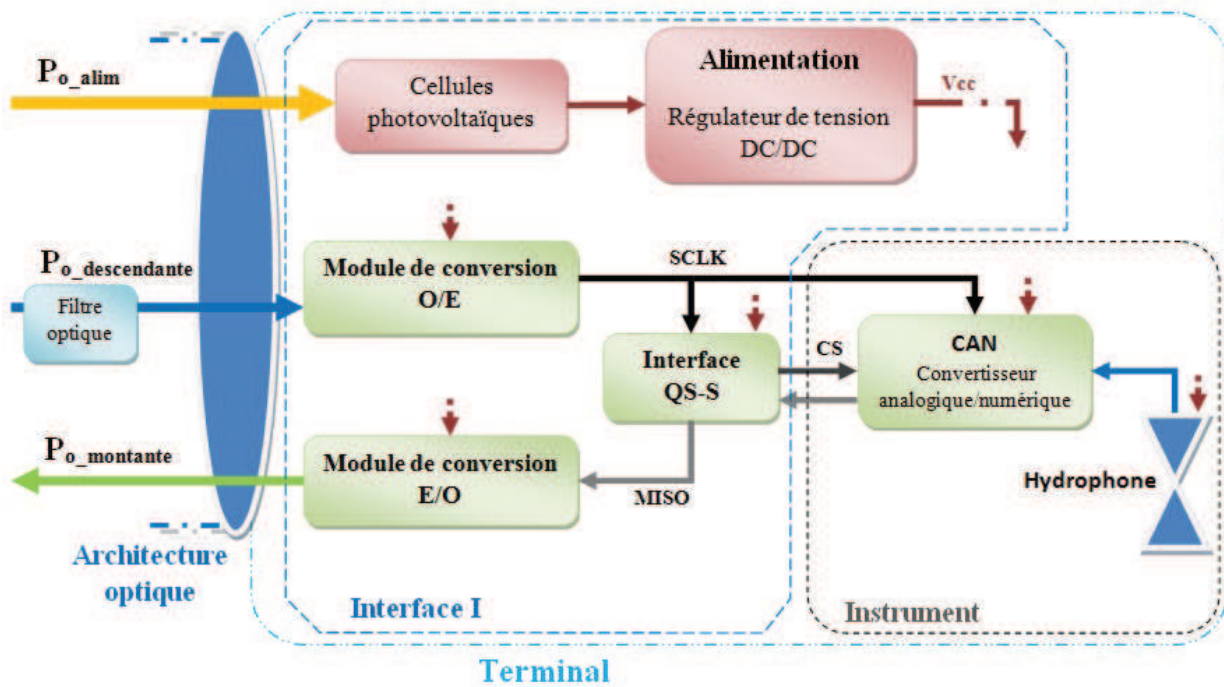


FIGURE 3.1 – Architecture du terminal

3.2.1 Organisation et principe de fonctionnement du terminal

Nous avons montré dans le chapitre précédent (cf. figure 2.12) que le terminal est divisé en deux parties : l'interface I et l'instrument. L'interface I contient les modules de conversion O/E et E/O¹ pour les données, les cellules photovoltaïques et le régulateur de tension pour la puissance d'alimentation. Il contient aussi l'interface QS-S qui est en charge de générer le signal CS à partir du signal SCLK transmis par l'interface BJ lors de la communication SPI. Quant à l'instrument, il comprend un CAN et un hydrophone. Sur la figure 3.1 nous présentons en détail l'architecture du terminal qui peut se décomposer en deux fonctions distinctes : l'alimentation du module déporté (partie supérieure en rouge) et la gestion des données (partie inférieure en vert). La puissance optique d'alimentation incidente (P_{o_alim}) reçue par l'ensemble des cellules photovoltaïques est de 29dBm. Quant aux puissances optiques des données montantes et descendantes ($P_{o_descendante}$, $P_{o_montante}$), en entrée et sortie du terminal, nous les précisons dans le tableau 3.1. Ces valeurs tiennent compte des pertes d'insertion du filtre optique que nous avons placé en amont du module de conversion O/E qui permet d'atténuer les signaux optiques rétro-diffusés non désirés des données montantes.

1. Électrique/Optique

	Niveau bas	Niveau haut
$P_{o_descendante}$	-13dBm	0dBm
$P_{o_montante}$	0mW	-3dBm

TABLEAU 3.1 – Puissances optiques des signaux de données au niveau du terminal

Nous présentons dans la suite les deux modes de fonctionnement du terminal : le fonctionnement standard et l'initialisation.

Fonctionnement standard

En fonctionnement standard, le terminal est en attente du signal SCLK. Quand le module de conversion O/E reçoit un signal d'horloge optique SCLK, provenant de l'interface BJ via la liaison optique, il le convertit en un signal électrique qui est ensuite distribué à l'interface QS-S et au CAN. Précédemment, nous avons présenté les interfaces SPI et quasi-SPI spécifique à notre application. Cette dernière nécessite de réduire le nombre de signaux descendants sur le bus SPI. Pour cela, nous proposons de reconstituer le signal CS, qui sert à activer ou arrêter la communication, à partir du signal d'horloge SCLK en utilisant un compteur. L'interface QS-S est en charge de recréer ce signal CS et de le transmettre au CAN afin d'activer la communication SPI. Synchronisé sur l'horloge SCLK, ce module envoie, via l'interface QS-S, les données provenant de l'hydrophone au module de conversion E/O qui les convertit en un signal optique afin de les transmettre à l'interface BJ via la fibre optique.

L'initialisation

L'initialisation consiste à la mise à zéro du compteur de l'interface I utilisé pour générer le signal CS. Ensuite, le signal CS est transmis à l'interface BJ le temps nécessaire à l'interface BJ pour effectuer la mesure du retard lié au temps de propagation des signaux optiques sur la fibre, de calibrer la mémoire FIFO et de vérifier la bonne synchronisation des signaux SPI. À la fin de cette étape d'initialisation, le signal CS passe à l'état haut et le terminal attend le début d'une communication SPI (fonctionnement standard).

L'entrée en mode initialisation peut se faire de deux façons : soit le terminal est mis sous tension ou soit il détecte une anomalie dans la communication. Lors de la description du module QS-S, nous reviendrons sur ce processus d'initialisation.

3.2.2 Module d'alimentation

Le module d'alimentation fournit au terminal l'énergie nécessaire à son fonctionnement. Il se compose de cellules photovoltaïques et d'un régulateur de tension. L'énergie optique transmise par la SLHP de l'interface BJ est récupérée par les cellules photovoltaïques. Afin de réguler cette puissance en fonction de l'énergie consommée par le terminal, un régulateur de tension maintient la tension constante à 3,3V en sa sortie et la distribue à chaque composant de l'interface I et de l'instrument.

Nous étudions ici le rendement des différents types d'association des cellules photovoltaïques entre elles (série, parallèle, série-parallèle). Ensuite, nous sélectionnons le type de régulateur et le type d'association des cellules photovoltaïques en vue de maximiser le rendement du module d'alimentation. Une fois les deux modules assemblés, nous caractérisons l'ensemble par des mesures de rendement de conversion.

Étude des cellules photovoltaïques

La puissance optique à la longueur d'onde 1480nm transportée par le lien optique doit être convertie en puissance électrique. Nous avons mentionné que la puissance optique délivrée par la SLHP et destinée à l'alimentation en énergie du terminal est de 33dBm. Après avoir parcouru l'ensemble de la liaison optique, la puissance optique incidente totale sur les cellules photovoltaïques est de 29dBm. De plus, cette puissance est répartie sur une bande spectrale allant de 1480nm à 1583nm. Il n'existe que très peu de cellules photovoltaïques capables de convertir une puissance optique incidente supérieure à la dizaine de dBm. Nous avons choisi les cellules photovoltaïques fibrées PPC-9LW, de type InGaAs/InP², produites par le fabricant JDSU. Elles sont conçues pour fonctionner de manière optimale dans la bande passante 1300nm-1550nm et peuvent délivrer, selon le constructeur, une puissance électrique jusqu'à 100mW. La figure 3.2 présente les caractéristiques typiques en courant et en puissance électrique d'une cellule photovoltaïque PPC-9LW en fonction de la tension délivrée pour deux puissances optiques incidentes de 50mW et 100mW. Nous observons que la puissance électrique fournie est optimale pour une tension comprise entre 3,5V et 4V.

Ensuite, ces cellules photovoltaïques ont été caractérisées en laboratoire et nous avons noté que le rendement de conversion sur la bande passante 1470nm-1610nm était quasi-constant ($\pm 1\%$). Ce rendement de conversion peut atteindre 26%. Il dépend de la température, de la charge résistive, de la puissance et de la longueur d'onde du faisceau incident. La figure 3.3 présente l'évolution

2. Indium Gallium Arsenide/Indium Phosphide

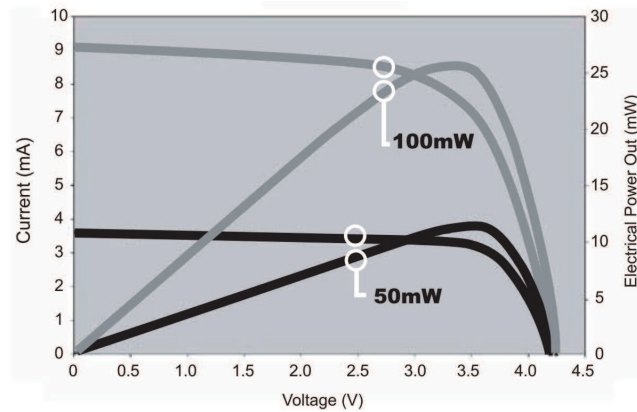


FIGURE 3.2 – Caractéristiques typiques d’une cellule photovoltaïque PPC-9LW en courant et en puissance électrique en fonction de la tension délivrée pour deux puissances optiques incidentes : 50mW et 100mW [96]

du rendement de conversion en fonction de la puissance optique incidente. La résistance de charge optimale³ est notée sur chaque point de mesure. Nous obtenons un rendement de conversion de 26,6% pour une puissance incidente de 17dBm alors que pour une puissance incidente de 30dBm, nous obtenons seulement 11,6%.

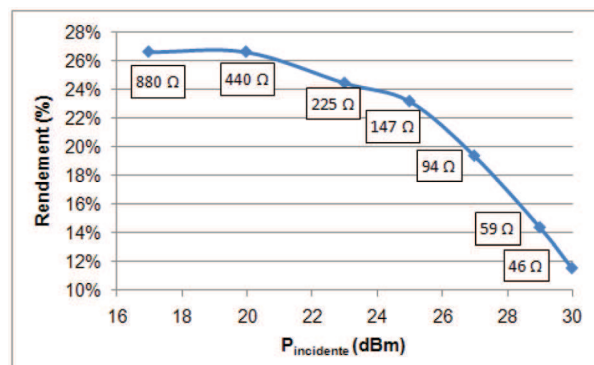


FIGURE 3.3 – Évolution du rendement de conversion d’une cellule photovoltaïque en fonction de la puissance incidente à 1480nm, avec une optimisation de la charge résistive [1]

L’optimisation du rendement de conversion O/E nécessite donc l’utilisation de plusieurs cellules photovoltaïques. Il a été décidé de répartir la puissance optique incidente, à l’aide d’un coupleur, sur quatre cellules photovoltaïques. L’utilisation de ces quatre cellules photovoltaïques permet d’atteindre le meilleur compromis entre le nombre de cellules nécessaires et le rendement de conversion optimal pour la puissance incidente de 29dBm. Ces quatre cellules photovoltaïques peuvent être connectées électriquement de différentes manières : en série, en parallèle, en série-parallèle (cf. figure 3.4). La caractérisation de ces trois configurations en terme de rendement O/E montre que

3. Valeur de la résistance permettant d’obtenir le meilleur rendement de conversion

les différentes associations offrent des rendements de conversion très proches pour une puissance optique incidente de 29dBm (cf. le tableau 3.2 qui montre les rendements, tensions et courants de sortie et la valeur de la charge résistive optimale).

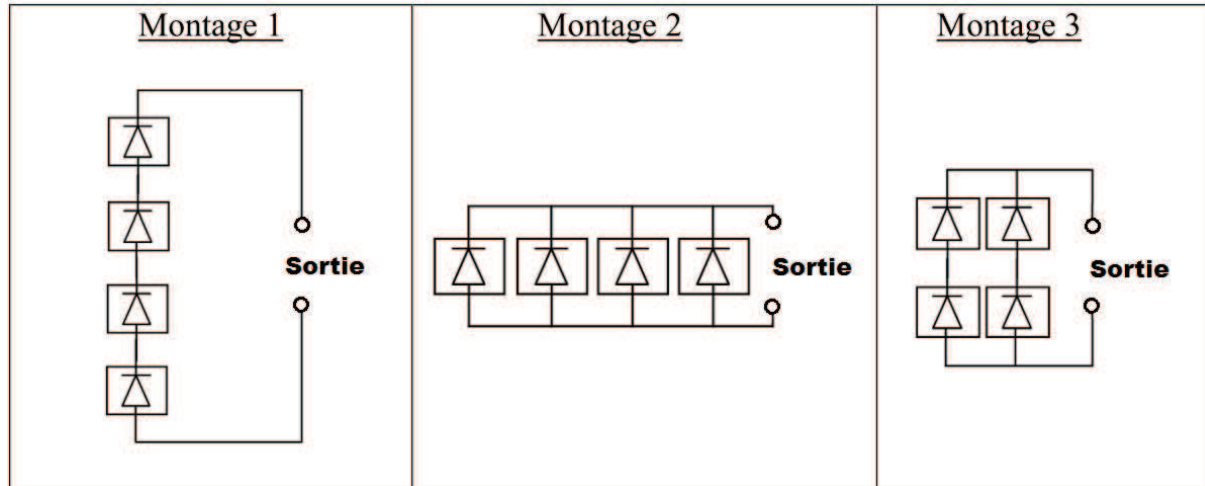


FIGURE 3.4 – Schémas des trois montages d'association des cellules photovoltaïques (série : montage 1, parallèle : montage 2, série-parallèle : montage 3) [1]

	Montage 1	Montage 2	Montage 3
Tension en sortie (V)	14,1	3,5	7,2
Courant en sortie (mA)	12,9	52,4	25,5
Puissance électrique en sortie (mW)	181,4	181,2	182,3
Charge résistive en sortie (Ω)	1100	66	280
Rendement (%)	25,6	25,5	25,8

TABLEAU 3.2 – Caractéristiques électriques (tensions et courants de sortie, valeurs de charge résistive optimale, rendements) des montages 1, 2 et 3 présentés sur la figure 3.4 pour une puissance optique incidente de 29dBm

Régulateur de tension

Nous avons choisi de fixer la tension de fonctionnement du terminal à 3,3V (cf. chapitre 2). Or, la tension aux bornes des cellules photovoltaïques peut varier entre 3,4V et 14,1V, suivant le type d'association choisi et le circuit de charge. Dans le but de maintenir une tension constante à 3,3V en sortie du module d'alimentation, nous optons pour un régulateur de tension DC-DC.

Les tensions en jeu nous permettent d'envisager l'utilisation d'un convertisseur DC-DC de type Step Down⁴ dont le rendement de conversion augmente lorsque la différence entre la tension d'entrée et la tension de sortie diminue [97] (p. ex. rendement environ égal à 80% pour une différence

4. Autrement appelé Buck, ce type de convertisseur convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur

de 13,7V et à 93% pour une différence de 1,7V, avec le TPS62162 de chez Texas Instrument lorsque la puissance requise par la charge est de 180mW). Parmi les montages proposés dans le paragraphe précédent, le montage 2 (parallèle) est celui qui fournit la tension la plus proche de la tension d'alimentation du terminal. Cependant, la tension de 3,5V délivrée par ce montage, pour un rendement maximum de conversion O/E, reste très proche de la tension désirée de 3,3V. Cela entraîne un fonctionnement du DC-DC Step Down hors des limites habituelles données par le constructeur pour ce type de convertisseur, ce qui risque d'engendrer une tension de sortie délivrée par ce dernier inférieure à 3,3V. Un DC-DC du type Step Up⁵ and Down peut alors être envisagé mais le rendement est inférieur au rendement du DC-DC Step Down (de l'ordre de 80% pour les DC/DC Step Down et Up [98] et de 95% pour les DC/DC Step Down). Il est donc préférable d'utiliser le DC-DC Step-Down tout en veillant à garder sa tension d'entrée dans les plages données par le constructeur. Il est également important de noter que si le courant requis par la charge est trop faible par rapport au courant nominal du DC-DC alors le rendement de ce dernier chute. La gamme de puissance du DC-DC est donc un critère important à prendre en compte.

Ainsi nous avons choisi l'association des cellules photovoltaïques en parallèle qui offre l'avantage de fournir une tension en sortie variant de 3,4V à 4,5V selon la charge du montage, et d'être très proche de la tension d'alimentation utilisée par le terminal. Cette configuration permettra au régulateur de tension DC-DC Step-Down d'obtenir un rendement optimal. De nombreux convertisseurs DC-DC de ce type sont disponibles sur le marché. Notre choix s'est porté vers le composant TPS62203 [99] de chez TI, qui remplit les critères de fonctionnement requis par l'application, à savoir :

- un rendement théorique de 95% ;
- une tension d'entrée pouvant aller de 3,6V à 6V ;
- une tension de sortie de 3,3V ;
- un courant maximum supporté en sortie de 300mA.

Caractérisation du module d'alimentation

Pour caractériser le fonctionnement de notre module d'alimentation, nous associons les 4 cellules photovoltaïques et le régulateur de tension DC-DC TPS62203. La puissance optique incidente est de 29dBm. Nous souhaitons vérifier que la tension de sortie du DC-DC en fonction du circuit de charge

5. Autrement appelé Boost, ce type de convertisseur convertit une tension continue en une autre tension continue de plus grande valeur

est toujours égale à 3,3V. Ces mesures permettent aussi de définir la puissance et le rendement maximal que peut fournir cette association.

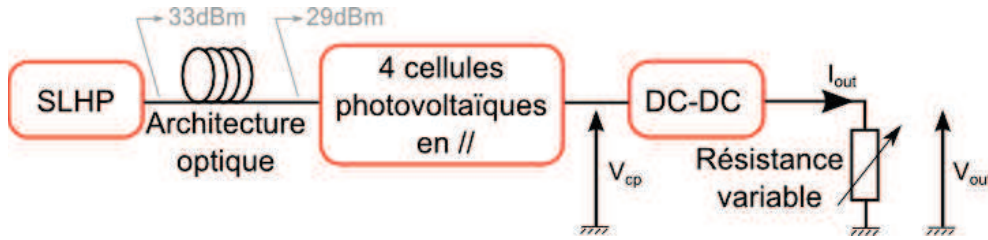


FIGURE 3.5 – Schéma du dispositif de caractérisation du module d'alimentation

La figure 3.5 présente le dispositif expérimental. Une résistance variable de précision est utilisée comme circuit de charge. Nous présentons dans le tableau 3.3 le rendement du module d'alimentation, le courant en sortie du DC-DC (I_{out}) et la tension en sortie des 4 cellules photovoltaïques V_{cp} en fonction du circuit de charge. Le rendement est défini comme le rapport entre la puissance électrique consommée par la charge et la puissance optique incidente reçue sur l'ensemble des 4 cellules photovoltaïques (29dBm) .

Charge résistive (Ω)	Tension V_{cp} (V)	Tension V_{out}	Courant I_{out} (mA)	Rendement (%)
57	3,3	3,2	56	22,4
62	3,4	3,3	54	22,3
64	3,7	3,3	52	21,5
180	4,3	3,4	18,8	8
280	4,3	3,4	12	5,1

TABLEAU 3.3 – Rendement du module d'alimentation en fonction de la charge résistive

Nous notons que l'impédance d'entrée du convertisseur DC-DC varie en fonction de la charge et ainsi, lorsque cette dernière augmente, la tension V_{cp} aux bornes des cellules photovoltaïques augmente. Le convertisseur DC-DC peut admettre un courant de sortie I_{out} allant jusqu'à 52mA, ce qui permet d'assurer une tension V_{cp} supérieure à 3,6V en entrée du convertisseur, tension minimale préconisée par le constructeur. Il est à noter que dans notre montage, un courant I_{out} de 54mA donne une tension V_{cp} de 3,4V et permet toujours d'obtenir une tension de sortie V_{out} régulée à 3,3V. Dans cette configuration, en limite de fonctionnement, le rendement du convertisseur est maximal (environ égal à 98%). La puissance électrique maximale disponible pour le terminal lorsque la SLHP émet 33dBm (c'est-à-dire lorsque nous obtenons 29dBm de puissance incidente sur ce module) est alors égale à 178,2mW ($3,3V \times 54mA$). La valeur du rendement du convertisseur est légèrement supérieure à la valeur attendue de 95% donnée par la documentation du composant.

En effet, ce dernier fonctionne dans une gamme de tension d'entrée en dehors de la plage nominale donnée par le constructeur, gamme que nous veillerons à ne pas utiliser. De plus, nous notons que la puissance optique incidente fixée à 29dBm et utilisée pour le calcul, peut fluctuer légèrement lors de l'expérimentation et que le courant fourni par les cellules photovoltaïques oscille rapidement de $\pm 0,5\text{mA}$, ce qui nous oblige à relever des valeurs moyennes de courant.

3.2.3 Module O/E

Le module O/E est en charge de convertir le signal optique des données descendantes en un signal électrique. Il se compose d'une photodiode et d'un TIA⁶. Après un rappel sur les contraintes imposées à ce module, nous présentons le choix et la caractérisation des composants ainsi que l'étude des performances de l'ensemble du module, en nous focalisant sur le comportement fréquentiel, sur la sensibilité par rapport à la puissance incidente et sur la consommation électrique.

Définition des contraintes existantes sur le module O/E

Un signal optique est émis par l'interface BJ à la longueur d'onde se situant dans la bande C. Ce signal est modulé au format NRZ⁷ et contient le signal SCLK de la communication SPI dont la fréquence atteint 5MHz. Les niveaux de modulation à l'émission sont de 2dBm pour un état haut et de -11dBm pour un état bas. Lorsque le signal optique est reçu par le module O/E au niveau du terminal, ces niveaux optiques sont diminués de 2dB en raison des pertes de la liaison optique (cf. le bilan de la liaison optique présenté dans le chapitre 2 + les pertes d'insertion du filtre décrit par la suite).

Le signal reçu doit être converti par le module O/E en un signal électrique carré respectant la compatibilité TTL/CMOS⁸. L'objectif est donc de transformer une puissance optique incidente de 0dBm en une tension supérieure à 2V et une puissance optique de -13dBm en une tension inférieure à 0,8V. Le module O/E doit aussi être capable de fournir un gain de conversion transimpédance⁹ suffisant à 5MHz et cela en ayant une consommation énergétique minimale. De plus, nous souhaitons que ce module soit peu sensible à une variation de la puissance optique incidente.

Les modules commercialement disponibles ne répondent pas à notre cahier des charges car ils

6. TransImpedance Amplifier : amplificateur transimpédance

7. Non Retour à Zéro

8. Les niveaux compatibles TTL/CMOS correspondent à la détection d'un niveau logique bas pour une tension inférieure à 0,8V et d'un niveau haut pour une tension supérieure à 2,0V lorsque la tension d'alimentation est de 3,3V

9. Courant vers tension

sont généralement trop consommants et sont conçus avec des objectifs différents tels que la réduction de la sensibilité au bruit, la détection d'un signal optique de faible intensité et/ou l'augmentation de la bande passante électrique. Toujours avec notre objectif de réduire la consommation, nous choisissons donc de développer un module O/E spécifique à notre application. Celui-ci se compose d'une photodiode et d'un TIA.

Photodiode

Lorsque la photodiode reçoit une puissance optique, elle produit un courant électrique. Sa sensibilité, exprimée en ampère par watt (A/W), est donnée par le constructeur pour une polarisation inverse. Ce type de polarisation permet d'améliorer la réponse en fréquence de la photodiode. La figure 3.6 représente l'évolution du courant en fonction de la tension pour différentes puissances optiques incidentes [100]. La courbe 1 est la caractéristique pour une puissance optique incidente nulle. Lorsque la puissance optique incidente augmente, la caractéristique se décale vers les courants négatifs (caractéristiques 2 puis 3 sur la figure 3.6). Nous voyons que le courant fourni par la photodiode pour une puissance optique incidente constante n'est que très légèrement influencé par la tension inverse, à condition que cette tension reste dans la limite de saturation donnée par le constructeur. De cette analyse, nous concluons qu'il est intéressant d'appliquer une tension fixe aux bornes de la photodiode, comprise entre la tension en circuit ouvert (V_{oc}) et la tension de claquage, afin d'avoir un fonctionnement linéaire et d'obtenir le courant optimum pour chaque puissance optique incidente.

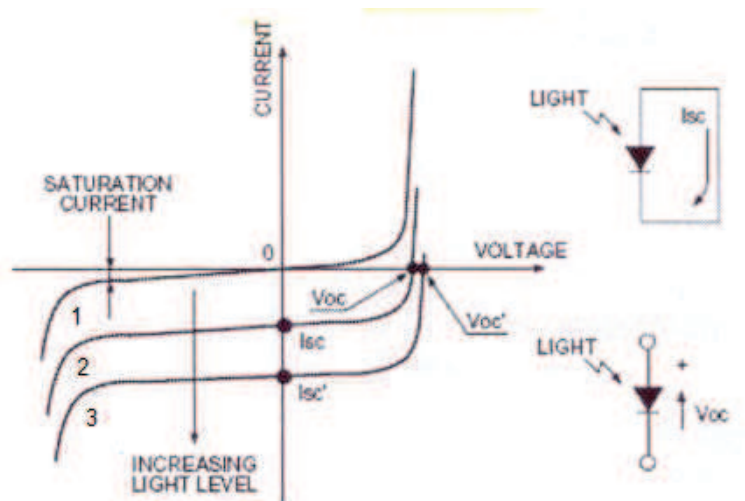


FIGURE 3.6 – Caractéristique d'une photodiode : courant en fonction de la tension aux bornes de la photodiode et de la puissance optique incidente [100]

Parmi de nombreuses photodiodes fibrées disposant des caractéristiques requises, nous avons choisi la photodiode PIN (BLPD-PFA3-75AR-K) de chez Belycomm qui se différenciait par un prix plus compétitif et par une plage de détection en termes de puissance optique s'étendant jusqu'à 3dBm. Sa bande passante électrique est de 2GHz lorsque la tension inverse est de 5V. Elle détecte des longueurs d'onde comprises entre 1100nm et 1650nm et possède une sensibilité de 0,85A/W à 1310nm et 0,9A/W à 1550nm.

À partir des informations disponibles dans la documentation du constructeur, nous avons modélisé la photodiode à l'aide du logiciel LTSPICE (cf. figure 3.7). Ce modèle nous permettra par la suite de valider nos choix techniques sur l'ensemble du module O/E. La source de courant $I1$ représente le courant généré par la photodiode lors de la présence d'une puissance optique incidente (sensibilité de la photodiode). La diode $D1$ correspond à la jonction PN de la photodiode. $C1$ représente la capacité de déplétion (0,7pF) qui influence le comportement dynamique de la photodiode. $R1$ est la résistance de shunt qui modélise l'influence de la tension inverse sur le courant, et $R2$ représente la chute de tension aux bornes de la jonction PN due aux connexions. Les valeurs sont pour la résistance $R1$ de l'ordre de $10^8\Omega$ et pour $R2$ de quelques Ω [101, 102].

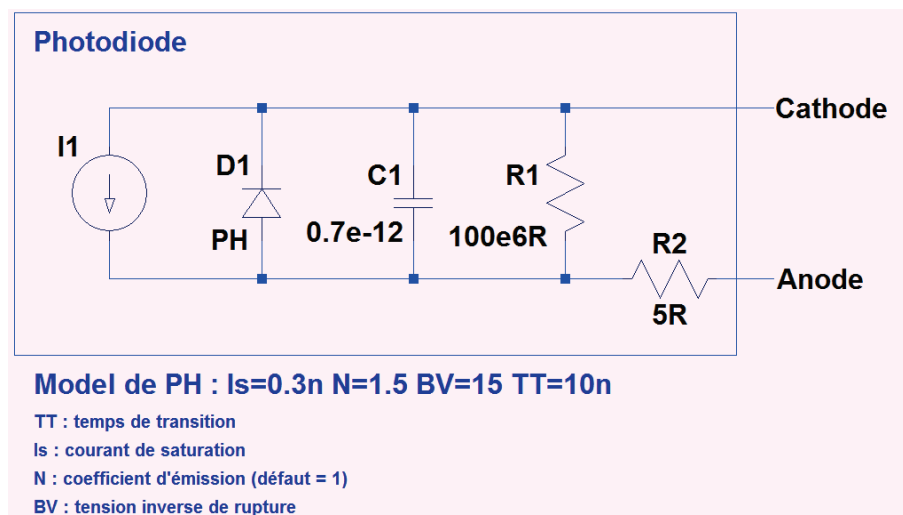


FIGURE 3.7 – Modélisation d'une photodiode avec le logiciel LTSpice

Le dispositif expérimental utilisé pour la caractérisation statique de la photodiode est présenté sur la figure 3.8. Une source laser, à la longueur d'onde 1550nm, dont la puissance optique émise est réglable, illumine la photodiode chargée par une résistance variable.

Nous présentons sur la figure 3.9, la simulation SPICE et la mesure expérimentale du courant généré par la photodiode pour deux puissances optiques incidentes : 0dBm et -3dBm en fonction de

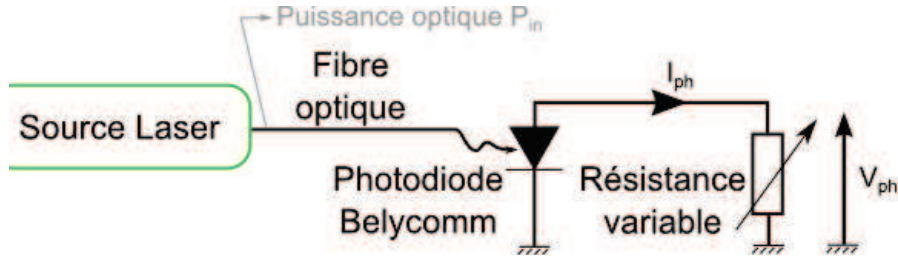


FIGURE 3.8 – Dispositif expérimental de la caractérisation de la photodiode Belycomm

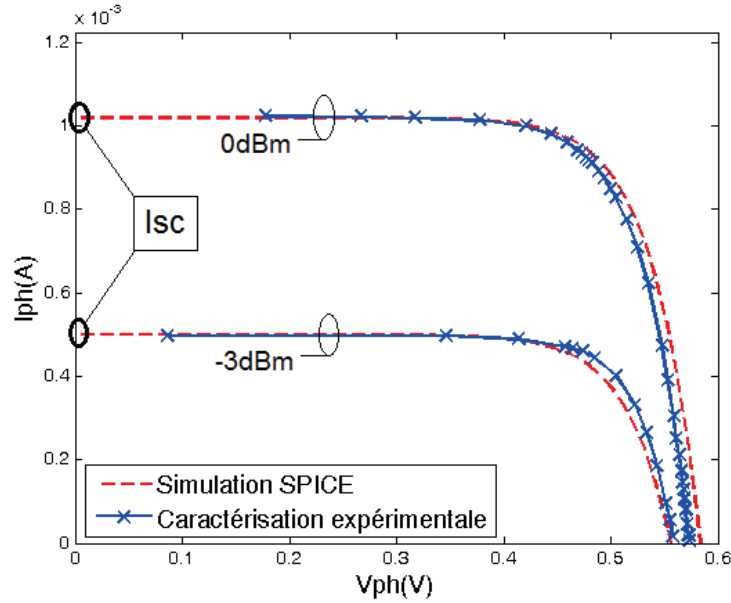


FIGURE 3.9 – Résultats de la simulation et de la caractérisation expérimentale, du courant fourni par la photodiode Belycomm pour deux puissances optiques incidentes (0dBm et -3dBm) en fonction de la tension aux bornes de la charge résistive.

la tension aux bornes d'une charge résistive qui varie respectivement de 170Ω à $95k\Omega$ et de 170Ω à $32k\Omega$. Les deux résultats sont similaires. Le modèle statique de la photodiode est donc validé. Nous relevons que la tension de seuil aux bornes de la photodiode avant la chute du courant I_{ph} est d'environ $470mV$. La tension appliquée aux bornes de cette photodiode doit donc être maintenue inférieure à $470mV$ sinon la photodiode sort de sa zone de fonctionnement linéaire et le courant qu'elle fournit ne nous permet plus de retrouver la puissance optique incidente via le coefficient de conversion. Cela est dû à l'effet de la diode D1 (la jonction PN de la photodiode), présente dans la modélisation de la photodiode (cf. figure 3.7), qui devient passante. Le courant fourni par la photodiode en court-circuit est respectivement de $1,02mA$ et $0,5mA$ pour une puissance optique incidente de 0dBm ($1mW$) et -3dBm ($0,5mW$), ce qui donne une sensibilité de $1A/W$ à $1550nm$, légèrement supérieure à celle annoncée par le constructeur.

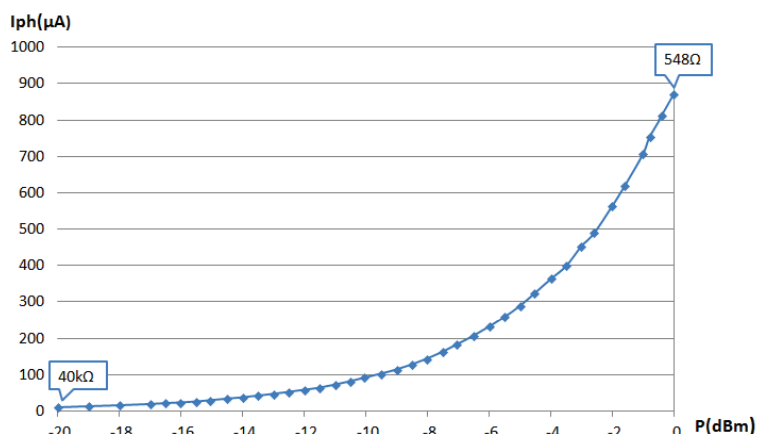


FIGURE 3.10 – Caractéristique du courant fourni par la photodiode Belycomm lorsque la charge est optimale en fonction de la puissance incidente.

La figure 3.10 montre la mesure du courant généré par la photodiode en fonction d’une puissance optique incidente variant de -20dBm à 0dBm lorsque la charge est optimale. Nous estimons que le seuil de détection est inférieur à -20dBm, ce qui est suffisant pour détecter le signal optique de la voie descendante dans notre système.

Amplificateur transimpédance

Le TIA est employé dans le module O/E afin de convertir le courant généré par la photodiode lors de la présence d’un signal optique, en un niveau de tension. Il existe plusieurs montages de TIA avec des finalités différentes comme par exemple pour élargir la bande passante, augmenter le gain ou réduire la sensibilité au bruit du module O/E : nous présentons quelques exemples de montages en annexe.

Comme mentionné précédemment, nous souhaitons garder une tension constante aux bornes de la photodiode et rester dans une zone correspondant à son fonctionnement linéaire (de -15V à 470mV pour la photodiode Belycomm). Pour cela, nous utilisons un modèle standard de TIA tel que celui présenté sur la figure 3.11 qui est constitué d’un AOP¹⁰, d’une résistance de gain (R_f) et d’une capacité de stabilité (C_f). Une résistance R est rajoutée entre l’entrée non inverseuse de l’AOP et la masse afin de réduire l’offset dû au courant de polarisation des entrées de l’AOP. Sa valeur est généralement égale à l’impédance vue par l’entrée inverseuse de l’AOP. Dans notre configuration, R sera égale à la valeur de la résistance de gain R_f choisie.

Le montage TIA présenté sur la figure 3.11 impose une tension quasi-nulle et constante à son

10. Amplificateur OPérationnel

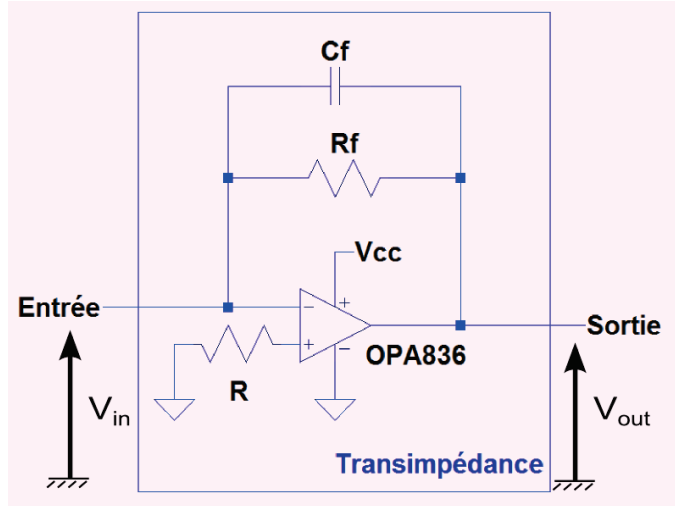


FIGURE 3.11 – Schéma de l'amplificateur transimpédance (TIA)

entrée (V_{in}), ce qui permet de faire fonctionner en régime linéaire la photodiode placée en amont du TIA. De plus, considérer cette tension V_{in} comme nulle (dans le cas d'un AOP idéal) simplifie la méthode de calcul du gain. En effet, dans ce cas, le gain (tension en sortie/courant en entrée) en statique est la valeur de la résistance R_f . Il faut néanmoins noter que dans la pratique V_{in} sera proche de quelques centaines de millivolts. Quant à la tension maximale en sortie (V_{out}), elle dépend des caractéristiques de l'AOP (tension d'alimentation V_{cc} et courant de sortie). Enfin, la capacité C_f mise en parallèle à la résistance R_f a pour but de limiter l'amplification du bruit provenant de la photodiode. Le choix de l'AOP devra s'effectuer en fonction des caractéristiques électriques que l'on souhaite obtenir en sortie de notre dispositif transimpédance. Par exemple, si le critère principal est la détection de signaux optiques de très faible intensité alors le choix de l'AOP se portera sur ceux ayant un très faible bruit et une impédance d'entrée très grande. Dans le cas où l'objectif du transimpédance est de convertir un signal optique de haute fréquence (quelques MHz), le choix de l'AOP se portera sur celui qui fournit le plus grand produit gain-bande. Cela implique donc de faire un compromis entre le niveau du signal optique à détecter, la fréquence du signal et la consommation du montage transimpédance.

En fonctionnement dynamique, le transimpédance est limité par sa bande passante fréquentielle. La fréquence de coupure à -3 dB du gain de la conversion dynamique courant/tension est définie par :

$$F_{-3dB} = \sqrt{\frac{GBW}{2\pi \times C_t \times R_f}} \quad (3.1)$$

- GBW ¹¹ est le produit gain-bande de l'AOP ;
- C_t est la capacité équivalente totale du montage (C_f +capacité de la photodiode+capacité de l'AOP)
- R_f est la résistance de gain.

Choix de l'amplificateur et des paramètres du module O/E pour notre système

Nous rappelons que l'objectif du module O/E est de transformer des puissances optiques incidentes de -13dBm en une tension inférieure à 0,8V et de 0dBm en une tension supérieure à 2V.

Nous commençons par définir la valeur maximale de la résistance de gain R_f à ne pas dépasser de manière à garder la tension en sortie du module O/E sous la limite des 0,8V pour une puissance optique incidente de -13dBm, représentative du niveau bas. Pour cette puissance optique, le courant fourni par la photodiode est de 45 μ A, le gain du TIA ne doit donc pas être supérieur à $0,8V/(45 \cdot 10^{-6}A) = 17,8k\Omega$. Il est à noter que pour cette valeur de résistance, lorsque le signal incident a une puissance optique maximale, c'est-à-dire 0dBm, alors le transimpédance sature car la multiplication du gain et du courant est supérieure à la tension de sortie que peut fournir l'AOP. Cette saturation engendre un abaissement du potentiel sur l'entrée inverseuse de l'AOP, qui vient perturber le fonctionnement de l'AOP et de la photodiode. Cela a pour effet de provoquer une "inertie" à l'état haut du signal de sortie du transimpédance et ainsi réduire la bande passante du module O/E.

Ensuite nous calculons la valeur minimale de R_f qui permet d'obtenir 2,0V comme tension minimale en sortie du module O/E lorsque la puissance optique incidente est égale à 0dBm, représentative du niveau haut. Le courant fourni par la photodiode dans cette configuration est de 1mA, par conséquent la résistance R_f minimale est alors : $2V/(1 \cdot 10^{-3}A) = 2k\Omega$.

Dans notre configuration finale, nous souhaitons que le module O/E puisse accepter des variations de la puissance incidente autour des points de fonctionnement (0dBm et -13dBm). Pour ce faire, il est nécessaire de fixer le gain de conversion à une valeur médiane qui nous permet d'assurer un bon compromis entre le gain de conversion maximal engendrant la saturation et le gain minimal nécessaire pour obtenir une tension de 2V pour le niveau haut. De manière expérimentale, nous avons choisi de fixer R_f à 7k Ω . Les niveaux de tension en sortie du module O/E pour un niveau haut et bas sont alors respectivement 3,3V et 0,3V.

11. Gain BandWidth

La plage de variation maximale acceptable par la puissance optique incidente est alors bornée par un gain et une atténuation pour lesquels la tension du signal en sortie du module O/E reste supérieure à 2,0V pour un niveau haut et inférieure à 0,8V pour un niveau bas. Ainsi, en fonction de la résistance de gain R_f , nous en déduisons des courants limites de $2V/7k\Omega = 286\mu A$ et $0,8V/7k\Omega = 114\mu A$ respectivement pour un niveau haut et un niveau bas. Ce couple de courants est obtenu avec la photodiode pour des puissances optiques incidentes égales à -5dBm (niveau haut) et -9dBm (niveau bas). L'atténuation maximale est donc de 5dB et le gain maximal de 4dB.

Le choix de l'AOP dépend de son type (VFA¹² ou CFA¹³), de sa consommation, de la tension d'alimentation fixée à 3,3V dans notre cas, de sa bande passante pour un gain unité¹⁴ et de sa vitesse de balayage (slew rate). Les AOP de type CFA offrent une meilleure vitesse de balayage que les AOP de type VFA. Cependant dans le cas où l'AOP est utilisé en transimpédance pour des photodiodes, nous devons privilégier une grande impédance d'entrée, ce qui est le cas des AOP de type VFA. Nous avons choisi de fixer $F_{-3dB} = 10\text{MHz}$ (cf. formule (3.1)). Même si la fréquence fondamentale maximale du signal SCLK sera de 5MHz, prendre 10MHz nous assure une marge de sécurité suffisante sur la bande passante électrique. Pour définir le produit gain bande GBW, nous fixons R_f à $17,8k\Omega$ afin d'être dans le cas critique où nous aurions l'atténuation maximale acceptable. La capacité C_t est la somme des capacités présentes dans le module O/E : la capacité de la photodiode Belycomm : 1pF (max) ; la capacité en parallèle de R_f qui est laissée nulle pour augmenter la bande passante de notre système ; la capacité d'entrée de l'amplificateur : 5pF (valeur typique approchée) soit au total une capacité de 6pF. La relation (3.1) donne un produit gain bande GBW de 67MHz. Nous choisissons une vitesse de balayage égale à 1/6ème de la période du signal SCLK (200ns) soit 33ns qui nous semble raisonnable afin d'obtenir un signal carré pas trop dégradé. Ce signal doit pouvoir passer de 3,3V à 0,8V¹⁵ en moins de 33ns. Cela donne une vitesse de balayage supérieure à 76V/ μ s. En ce qui concerne le choix de l'AOP, nous nous sommes fixés sur le composant OPA836 de chez Texas Instrument car ses caractéristiques sont compatibles avec les contraintes précédemment exposées, et car il s'agit d'un composant à faible consommation. Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

- Consommation typique : 5mW (1mA sous une tension de 5V).

12. Voltage Feedback Amplifier : la boucle rétro-action mesure une différence de potentiel

13. Current Feedback Amplifier : la boucle de rétro-action mesure une différence en courant

14. Unity Gain Bandwidth en anglais

15. Cas où la différence de tension entre deux états logiques (haut et bas) est la plus grande lors d'une transition de niveaux logiques.

- Vitesse de balayage : $560\text{V}/\mu\text{s}$ (temps de montée : 3ns et temps de descente : 22ns , pour 2V).
- Tension d'alimentation : $2,5\text{V}$ à $5,5\text{V}$.
- Bande passante pour un gain unité : 205MHz .
- Autres particularités : type VFA ayant une sortie RRO¹⁶. La sortie RRO permet à l'amplificateur de délivrer une amplitude de tension de sortie plus grande et permet donc d'éloigner l'état de saturation de l'AOP. En conséquence, le gain transimpédance peut être augmenté, ou la gamme du courant acceptable pour le module O/E peut être élargie. Implicitement, la gamme de puissance incidente pour un niveau haut est augmentée.

Les paramètres de cet AOP ont été implémentés sous le logiciel LTSPICE puis la photodiode a été connectée à ce montage transimpédance. Lorsque les niveaux de la puissance incidente sur la photodiode varient de 0dBm à -13dBm avec une fréquence de 5MHz et lorsque la résistance R_f est fixée à $7\text{k}\Omega$, les niveaux de tension en sortie du montage varient entre $0,3\text{V}$ et $3,2\text{V}$ comme cela était attendu. Dans la même configuration, nous estimons par simulation la bande passante fréquentielle à 30MHz . Pour cette fréquence, le signal en sortie du module O/E est en limite des seuils de détection TTL/CMOS.

Caractérisation du module O/E

Nous commençons par une comparaison des résultats expérimentalement avec ceux obtenus par la modélisation sous le logiciel LTSPICE. Nous présentons dans la suite les principales caractérisations de ce module en termes de réponse fréquentielle, de tolérance aux pertes optiques et de consommation énergétique.

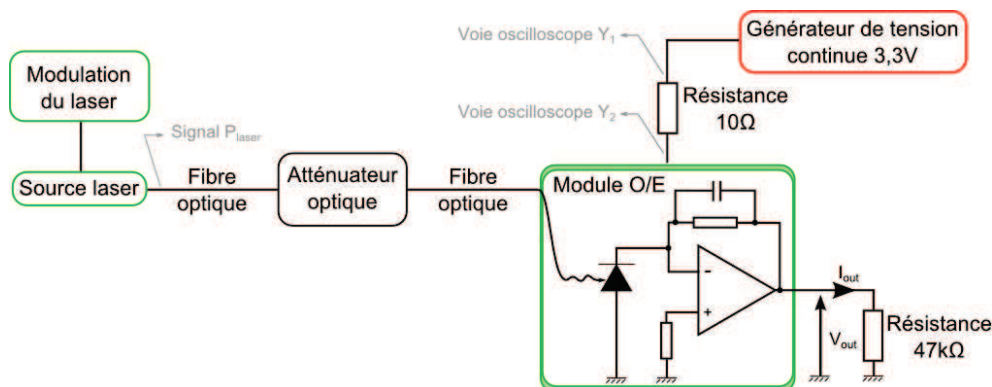


FIGURE 3.12 – Dispositif expérimental utilisé pour la caractérisation du module O/E

Le dispositif expérimental est présenté sur la figure 3.12. Le module O/E est alimenté par un

16. Rail-to-Rail Output : la tension en sortie de l'amplificateur peut varier de 0V à V_{cc}

générateur de tension de valeur 3,3V. Une résistance de 10Ω est placée entre l'alimentation et le module O/E pour mesurer les variations de courant et donc la puissance électrique consommée. Un atténuateur placé en série sur la liaison optique permet d'évaluer l'atténuation en puissance acceptable dans la chaîne de transmission pour le module O/E. Ce dernier est chargé sur une résistance fixe de $47k\Omega$ de manière à limiter le courant de sortie I_{out} . Les puissances optiques reçues par le module O/E pour un niveau haut et bas, dans le cas d'une atténuation nulle, sont fixées respectivement à 0dBm et -13dBm.

Dans un premier temps, la source laser est modulée par un signal carré à 5MHz et la résistance R_f est fixée à $7k\Omega$. La figure 3.13 présente la superposition du signal obtenu par simulation (tiret rouge) et le signal obtenu avec le dispositif expérimental en sortie du module O/E (V_{out}). Nous notons que les pentes de ces deux signaux sont identiques. Cependant, le niveau haut est légèrement plus long temporellement expérimentalement par rapport à la simulation. De plus, le niveau bas obtenu est de 0V expérimentalement alors qu'il est de 0,3V en simulation. Dans les deux cas, le signal carré en sortie du module O/E respecte le cahier des charges : des niveaux compatibles au format TTL/CMOS et une fréquence de 5MHz. Nous pouvons ainsi valider les paramètres choisis pour ce module O/E.

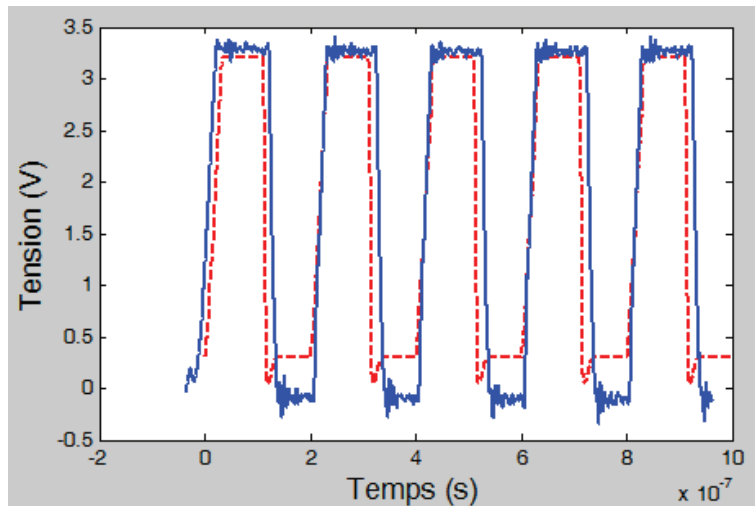


FIGURE 3.13 – Comparaison entre les signaux en sortie du module O/E obtenus par simulation (tiret rouge) et ceux obtenus avec le dispositif expérimental

Dans un second temps, nous étudions la réponse en fréquence du module O/E pour une résistance R_f égale à $7k\Omega$. Nous ne disposons pas de générateur à fréquence variable adapté pour cette caractérisation, c'est pourquoi nous modulons la source laser avec un signal carré de fréquence fixe et de rapport cyclique variable, de telle manière à faire varier la durée du niveau haut. La figure 3.14

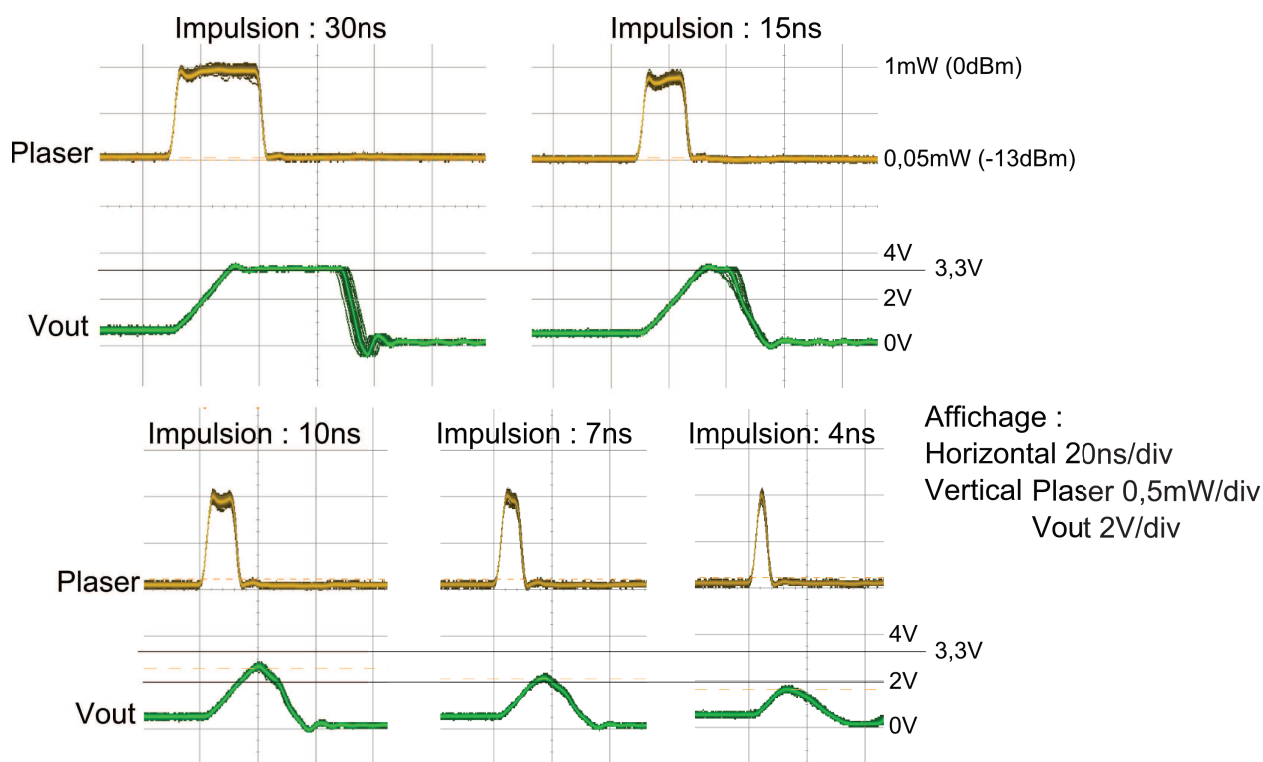


FIGURE 3.14 – Tension V_{out} mesurée en fonction de la durée de l'impulsion du signal optique incident (Plaser)

représente le signal Plaser¹⁷ et le signal V_{out} ¹⁸ pour différentes durées de l'impulsion.

Nous constatons que le coefficient de la pente positive du signal V_{out} est le même pour toutes les durées de l'impulsion. Quant au coefficient de la pente négative, il diminue lorsque la durée de l'impulsion ne permet plus d'atteindre $V_{out} = 3,3V$ (ici 20ns). Ainsi, le coefficient de la pente positive a pour valeur constante $135V/\mu s$ (20ns pour passer de 0,6V à 3,3V) et le coefficient de la pente négative est égal à $540V/\mu s$ puis décroît. Cependant, il est difficile d'évaluer avec exactitude la fréquence maximale du signal carré pouvant être converti par le module O/E à partir d'une impulsion. En effet, cette fréquence maximale est liée au temps que met le signal V_{out} pour atteindre le seuil de détection et cela dépend principalement de son niveau de tension précédent et du coefficient de la pente. Nous avons alors estimé la fréquence maximale admissible à 27MHz à partir du cas défavorable où la tension initiale est de 3,3V et le niveau logique à atteindre est de 0,8V, en prenant un coefficient de la pente négative du signal égal à $135V/\mu s$ ¹⁹. Dans les deux configurations, simulation (30MHz) et expérience, la fréquence maximale du signal carré répond au

17. Puissance optique délivrée par le laser

18. Tension en sortie du module O/E

19. Cas où les coefficients des pentes positive et négative sont égaux, visible sur la figure 3.14 pour une impulsion de durée égale à 10ns.

cahier des charges car elle est bien supérieure à la fréquence du signal SCLK fixée à 5MHz.

Dans un troisième temps, nous avons souhaité évaluer la sensibilité de notre module O/E face à une variation de la puissance incidente des données. Cette variation pourrait être liée par exemple au vieillissement des composants ou encore aux variations de température. Pour cette caractérisation, nous utiliserons la résistance de gain maximale ($R_f=17,8k\Omega$) car elle permet d'effectuer les mesures en appliquant uniquement une atténuation optique sur la liaison. En effet, le gain de conversion du module O/E est alors maximal ce qui évite donc d'ajouter un gain dans la chaîne optique. À partir de la plage de variation maximale acceptable calculée précédemment avec une résistance R_f égale à $7k\Omega$, nous pouvons déduire que pour R_f égale à $17,8k\Omega$ l'atténuation optique maximale acceptable est égale à 9dB (4dB + 5dB). De plus, il est à noter que fixer une valeur de résistance plus élevée que celle utilisée dans le module O/E final, place ce dernier dans un fonctionnement plus défavorable en terme de bande passante, ce qui, par conséquent, nous garantit le bon fonctionnement du module O/E lors de l'utilisation d'une résistance de valeur inférieure.

La figure 3.15 présente le signal V_{out} dans trois configurations : lorsque l'atténuation appliquée au signal optique incident est nulle, lorsque l'atténuation est de 3dB et lorsque l'atténuation est de 8dB. Nous montrons ainsi expérimentalement que l'atténuation maximale acceptable par le signal incident est de l'ordre de 8dB, valeur à comparer à celle calculée précédemment qui était de 9dB. La différence s'explique principalement parce que :

- la tension aux bornes de la photodiode ($\sim 440mV$) est proche de la tension V_{oc} (470mV).
La photodiode se trouve alors en limite de son fonctionnement linéaire. Par conséquent, le courant qu'elle fournit pour une puissance optique reçue de -9dBm (0dBm moins l'atténuation de 9dB) est légèrement inférieur à la valeur de 112 μA mesurée lors de la caractérisation de la photodiode où la tension à ses bornes était nulle ;
- un léger courant de fuite rentre dans la borne inverseuse de l'AOP, ce qui réduit la quantité de courant impliquée dans le gain de conversion transimpédance.

Dans la configuration finale du module O/E, la résistance R_f est réglée à $7k\Omega$. Par calcul, nous retrouvons que la variation acceptable autour du signal de puissance incident est alors de $\pm 4dB$.

Pour conclure sur la caractérisation du module O/E, nous mesurons sa consommation au repos et dans sa phase de consommation maximale, c'est-à-dire lorsque le signal optique incident est continu et lorsque qu'il est carré avec une fréquence fondamentale de 5MHz. Le relevé de la puissance instantanée consommée par le module O/E est effectué par le procédé suivant : le potentiel aux

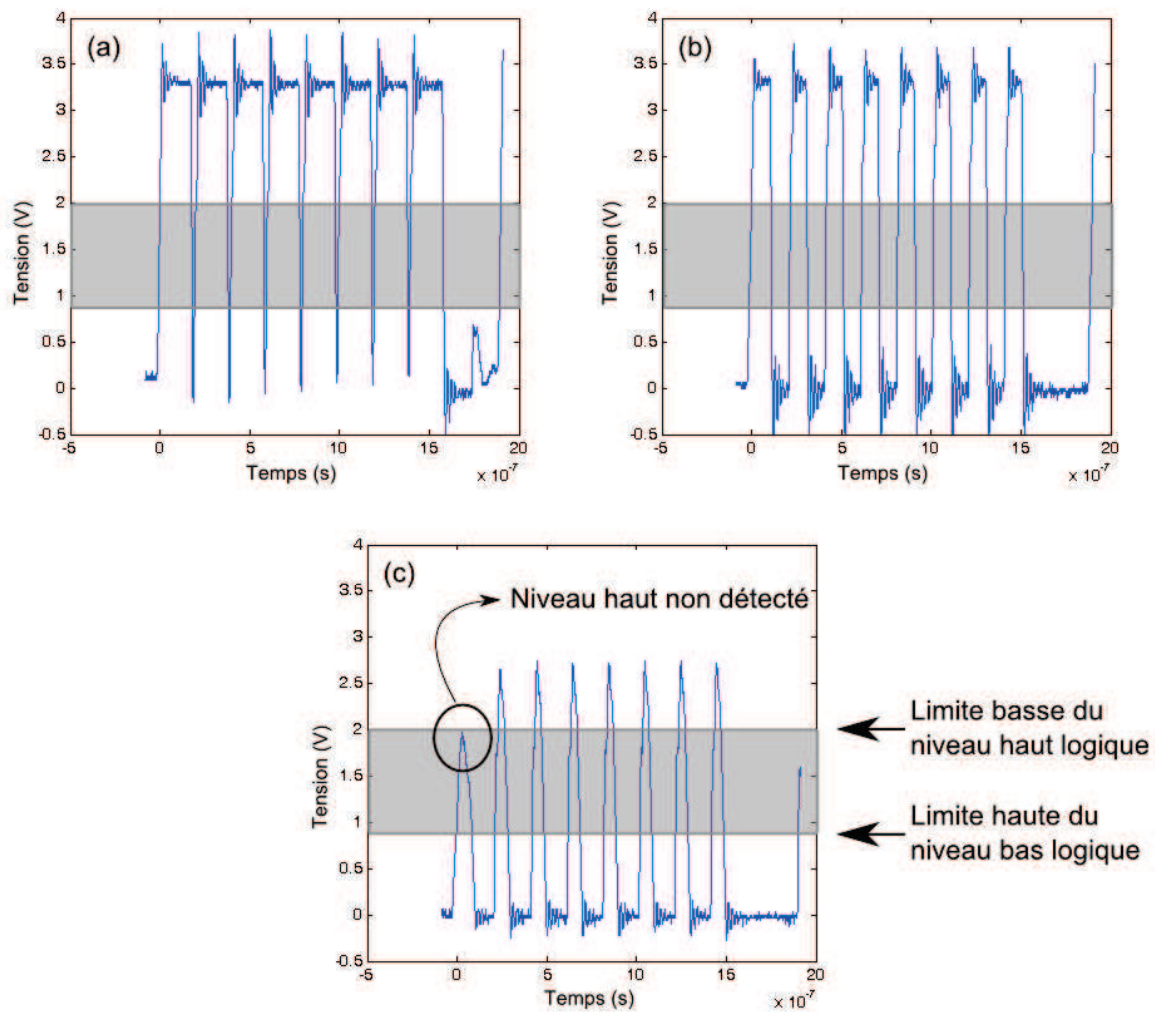


FIGURE 3.15 – Mesures du signal V_{out} en sortie du module O/E lorsque l’atténuation appliquée au signal optique incident est soit de 0dB (a), 3dB (b) et 8dB (c)

bornes de la résistance de 10Ω est mesuré par un oscilloscope sur les voies Y1 et Y2 (cf. figure 3.12). Ceci nous permet d’obtenir les variations du courant et par conséquent les variations de puissances électriques en fonction du temps. C’est la méthode qui sera utilisée pour toutes les mesures de consommation dans la suite de ce chapitre. La consommation du module O/E passe alors de 5mW au repos à 14mW en régime actif.

3.2.4 Module E/O

Le module E/O prend en charge la conversion du signal électriques de données provenant de l’interface QS-S en un signal optique qui est transmis vers l’interface BJ via l’architecture optique. Après un rappel des contraintes liées au développement de ce module, deux types de sources optiques,

pouvant répondre aux objectifs de faible consommation, sont caractérisés en termes de rendement de conversion E/O, de variation en température, de réponse à un signal binaire aléatoire (effet de chirp). Cette étude nous mène au choix du type d'émetteur optique. Finalement, nous validons le fonctionnement du module E/O et nous déterminons sa consommation.

Définition des contraintes du module E/O

Le signal numérique MISO du bus SPI, modulé en NRZ dont le débit peut atteindre 5Mbit/s, contient les données du capteur qu'il faut transmettre à l'interface BJ par l'intermédiaire de l'architecture optique. Le signal optique émis doit se trouver dans la bande C. Afin d'obtenir le meilleur contraste optique lors de la modulation, nous choisissons de piloter la source optique en fonctionnement tout-ou-rien. La puissance optique pour un niveau haut est fixée à -3dBm. Toujours dans l'objectif d'avoir un terminal à faible consommation, le module E/O doit être optimisé en ce sens.

Nous constatons que les modules disponibles sur le marché sont généralement complexes (asservissement en courant, en température, très haut débit (Gbit/s), etc..) et donc consommateurs (c.a.d. avec une consommation supérieure à 60mW pour les moins sophistiqués hors consommation propre du laser) [103, 104]. Il existe aussi des solutions intéressantes, développées en laboratoire à partir de la gravure CMOS. Ils offrent des performances axées sur le compromis débit/consommation mais ont des bandes passantes fréquentielles proches de la dizaine de GHz [105, 106], ce qui est surdimensionné pour notre application. Compte tenu de la bande passante de quelques MHz que nous souhaitons atteindre, nous optons pour le développement, à partir de composants disponibles sur le marché, d'une solution répondant au critère de faible consommation.

Cette optimisation commence par le choix de la source optique employée. L'état de l'art effectué sur les systèmes à énergie externe et à faible consommation, et particulièrement sur les systèmes opto-alimentés sur de longues distances (supérieures à 1km) [107], nous permet de considérer deux types de sources optiques pouvant répondre au critère de faible consommation : un laser classique (DFB ou Fabry-Pérot) à faible tension de polarisation et un VCSEL²⁰.

Comparatif du Laser DFB et du VCSEL

Notre investigation sur les composants existants nous a mené vers la sélection de deux sources optiques offrant les caractéristiques nécessaires à la conception du module E/O (faible consommation

20. Vertical Cavity Surface Emitting Laser

et longueur d'onde en bande C) [107, 108]. Nos préférences se sont portées sur un laser DFB faible tension (1,2V) émettant à 1550nm fabriqué par la société OEQuest (LDM5S515) et sur un VCSEL émettant à 1537nm, fabriqué par la société RayCan. Ce dernier est un nouveau produit encore très peu disponible.

Nous avons réalisé des mesures sur les deux composants. À partir de la tension appliquée sur le laser DFB et sur le VCSEL, nous relevons le courant consommé et la puissance émise avec un radiomètre²¹. Le laser DFB fonctionne avec un seuil de déclenchement en courant (8mA) supérieur à celui du VCSEL (2mA)(cf. figure 3.16(a)) Nous pouvons aussi définir un seuil de déclenchement en tension qui est pour le laser DFB (0,8V) inférieur à celui du VCSEL (1,7V)(cf. figure 3.16(b)). Le mode de fonctionnement tout-ou-rien, choisi, se situant dans la partie inférieure des caractéristiques présentées sur la figure 3.16, implique un courant consommé moins important qu'en fonctionnement linéaire (pour un contraste plus important) et donc une consommation du module E/O plus faible. Néanmoins ce mode de fonctionnement réduit la bande passante fréquentielle de la source optique à cause d'une dynamique des porteurs réduite [109].

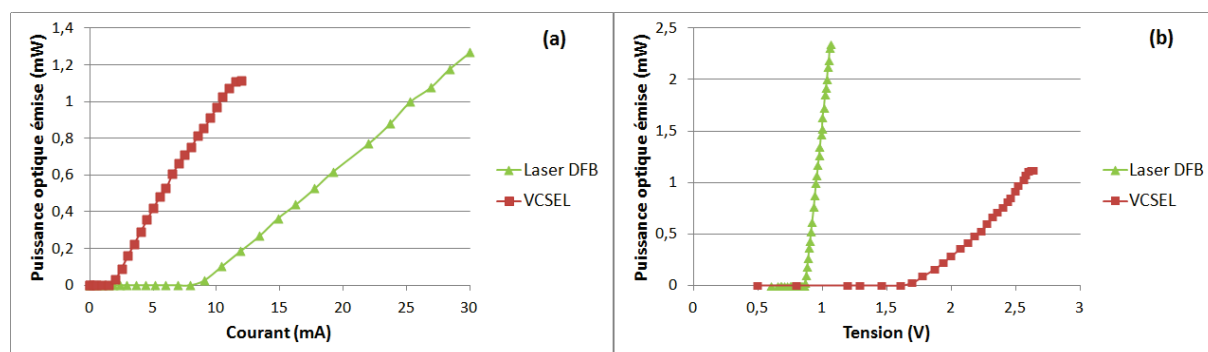


FIGURE 3.16 – Puissance émise par le laser DFB et le VCSEL en fonction du courant consommé (a) et de la tension à leurs bornes (b)

Nous présentons dans la suite les caractérisations de ces deux sources optiques afin de déterminer celle qu'il convient d'utiliser dans le module E/O (rendement de conversion E/O, influence de la température, de la puissance émise et de l'effet d'une modulation carrée sur la longueur d'onde du signal émis). Cette étude permet de définir les avantages et inconvénients de chaque émetteur optique et de prendre conscience des contraintes imposées par le composant choisi.

La première caractérisation consiste à comparer le rendement de conversion E/O en fonction de la puissance optique émise afin de déterminer celui dont la consommation est la plus faible lors de l'émission d'un niveau haut optique à -3dBm. Le rendement est défini par le rapport entre la

21. Anritsu (MT 9810B) associé à une sonde (MA 9331A)

puissance optique émise par la source laser et la puissance électrique consommée. La figure 3.17 montre le rendement du laser DFB et du VCSEL en fonction de la puissance optique émise. La puissance optique varie entre 0mW et 1,2mW ce qui correspond à la plage d'émission possible pour le VCSEL. Alors que le VCSEL offre un meilleur rendement que le laser DFB pour des puissances optiques émises inférieures au mW, ce premier sature plus rapidement et son rendement chute alors rapidement. Pour une puissance émise de 0,5mW (-3dBm) (puissance choisie pour un niveau logique haut du signal montant), le rendement du VCSEL (4,2%) est meilleur que celui du laser DFB (3,2%). Nous en concluons que le VCSEL a une consommation légèrement plus avantageuse pour répondre à l'objectif de faible consommation de notre système.

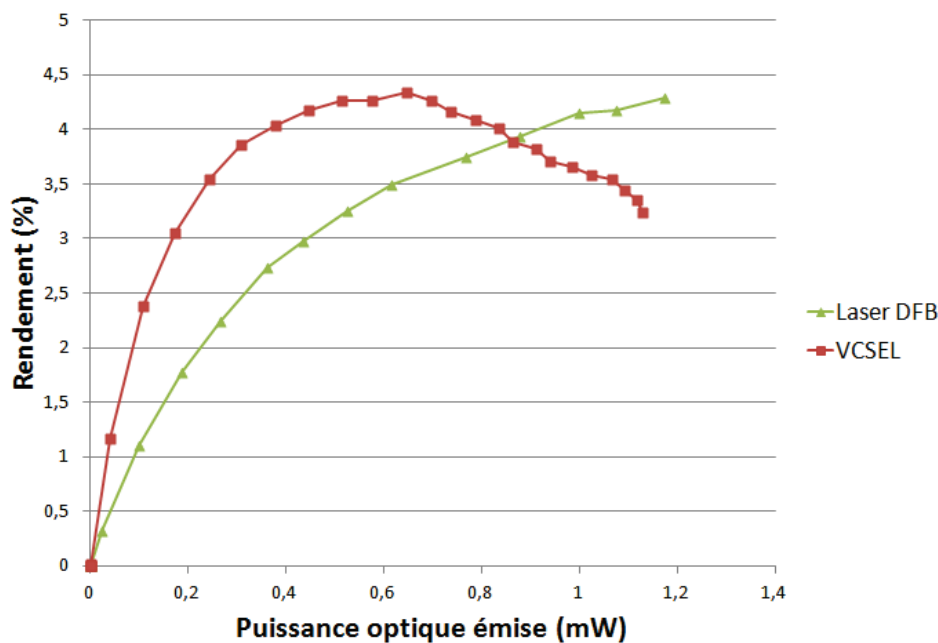


FIGURE 3.17 – Rendement de conversion E/O du Laser DFB et du VCSEL en fonction de la puissance optique émise

Nous nous intéressons maintenant à la variation de la longueur d'onde en fonction de la variation de la température du composant, de la puissance optique émise et de la réponse à un signal carré que nous définissons dans la suite comme la réponse dynamique. Cela nous permet d'évaluer les performances de la liaison optique qui sont liées à la longueur d'onde (gain Raman, comportement des composants optiques préalablement choisis) et plus particulièrement de déterminer en conséquence la largeur de bande du filtre qui doit être placé à la réception du signal de données montant, situé sur l'interface BJ.

Nous commençons par analyser les variations en longueur d'onde et en courant du laser DFB et du VCSEL en fonction de la température pour une tension maintenue fixe à leurs bornes. Pour

ces mesures, nous avons utilisé un analyseur de spectre optique (MS 9710B). La tension appliquée sur le laser DFB est choisie égale à 0,91V. Cette tension correspond au point de fonctionnement du laser DFB à 17,6mA (-2,2dBm) pour une température de 15°C. Concernant la tension du VCSEL, elle est fixée à 2,2V qui est le point de fonctionnement du VCSEL à 6,2mA (-2,5dBm) pour une température de 15°C. Les contrôles en température du laser DFB et du VCSEL sont effectués par un dispositif de régulation de type Peltier. La figure 3.18(a) montre les spectres optiques en sortie du laser DFB pour différentes températures qui varient de 10°C à 22°C. La figure 3.18(b) affiche les spectres optiques en sortie du VCSEL, toujours pour une variation de la température de 10°C à 22°C.

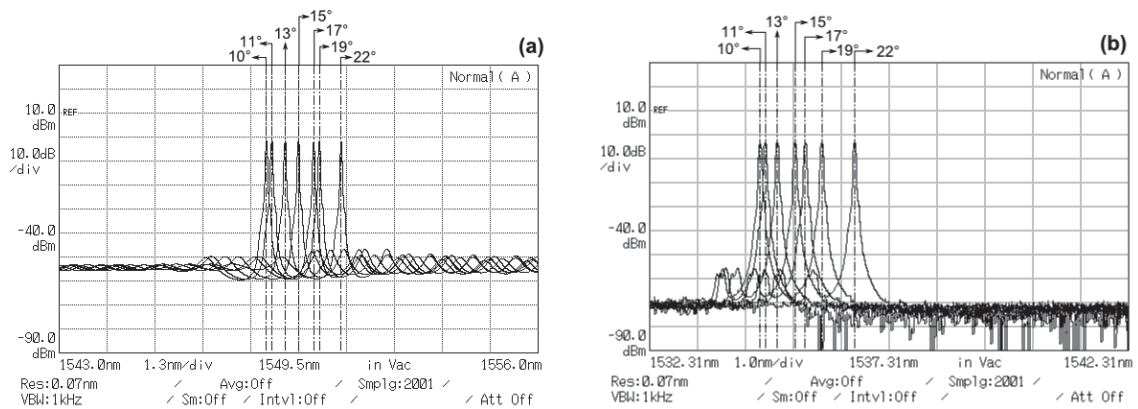


FIGURE 3.18 – Variation de la longueur d’onde d’émission du laser DFB (a) et du VCSEL (b) en fonction de la température

Température (°C)	Longueur d’onde laser DFB (nm)	Courant laser DFB (mA)	Longueur d’onde VCSEL (nm)	Courant VCSEL (mA)
10	1548,6	16,9	1534,6	5,9
11	1548,7	17,1	1534,7	6
13	1549,1	17,4	1534,9	6,1
15	1549,5	17,6	1535,5	6,2
17	1549,9	18	1535,6	6,3
19	1550,1	18,2	1535,9	6,4
22	1550,65	18,6	1536,6	6,7

TABEAU 3.4 – Caractéristiques du laser DFB et du VCSEL en longueur d’onde et courant en fonction de la température

Le tableau 3.4 indique la longueur d’onde du signal optique émis par le VCSEL et le laser DFB, ainsi que le courant consommé pour les différentes températures. Nous constatons que les longueurs d’onde du signal émises par le laser DFB et le VCSEL changent d’environ 2nm sur la plage de température [10°C à 22°C]. Malgré l’augmentation du courant avec la température, nous remarquons que la puissance optique diminue légèrement : -0,7dB pour le laser DFB et -0,4dB

pour le VCSEL. Leurs comportements, en longueur d'onde et en courant, face à la variation de température sont donc très similaires.

Nous étudions également la variation en longueur d'onde du laser DFB et du VCSEL en fonction de la puissance optique émise. Le contrôle des puissances émises par les deux lasers est effectué en variant la tension à leurs bornes. Les mesures sont effectuées sans asservir les composants en température. Les valeurs expérimentales sont présentées dans le tableau 3.5. Nous relevons une variation de la longueur d'onde de 0,13nm émise par le laser DFB, et de 3,7nm pour celle du VCSEL sur la plage de puissance optique [-6dBm à 0dBm]. Le VCSEL est davantage influencé par la variation de la puissance émise que le laser DFB.

Puissance optique émise (dBm)	Longueur d'onde du laser DFB (nm)	Longueur d'onde du VCSEL (nm)
-6	1550,3	1536
-3	1550,3	1537,4
0	1550,4	1539,7

TABLEAU 3.5 – Longueurs d'onde pour le laser DFB et le VCSEL pour différentes puissances optiques émises

Finalement, nous étudions le glissement en longueur d'onde (chirp) du laser DFB et du VCSEL lorsque nous leur appliquons un signal de modulation de forme carré. Lors de l'émission d'une séquence logique de zéros et de uns, l'émetteur optique est cycliquement allumé puis éteint (modulation tout-ou-rien). Alors qu'il atteint assez rapidement la puissance optique fixée pour un niveau haut, la longueur d'onde du signal optique nécessite un certain temps pour se stabiliser. La variation en longueur d'onde que subit le faisceau optique dans cette période transitoire est appelée "chirp". Pour caractériser le chirp de nos deux émetteurs optiques, nous modulons ces derniers par un signal carré d'une fréquence de 12kHz via leurs dispositifs de commande respectifs que nous décrirons dans la suite. Prendre une fréquence de 12kHz permet d'atteindre un régime où la longueur d'onde de la source optique est stable. Les longueurs d'onde du signal optique en sortie des lasers sont mesurées par un analyseur de spectre optique (MS 9710B). Le chirp est estimé à 0,1nm pour le laser DFB et à 2nm pour le VCSEL.

Nous concluons à partir des caractérisations précédentes en longueur d'onde que l'utilisation d'un VCSEL ou d'un laser DFB non asservi en température impose l'utilisation d'un filtre dont la bande passante est d'environ 2nm. En effet, il est nécessaire de prendre en considération l'influence de la température, de la puissance émise et du chirp, qui engendre une variation en longueur d'onde

du signal émis, afin d'assurer une bonne détection du signal de données.

Pour choisir l'émetteur optique utilisé dans le module E/O, il faut aussi considérer le dispositif de commande qui l'accompagne. Ce dernier a une influence directe sur la consommation du module E/O.

Dispositif de commande du laser DFB et du VCSEL

Commande du laser DFB

Le dispositif de contrôle (driver) des émetteurs optiques utilise le plus souvent un contrôle en courant pour moduler la puissance optique du signal émis. Lorsque les lasers sont utilisés dans le domaine des télécommunications, l'un des facteurs importants est la stabilité en puissance et en longueur d'onde du signal optique émis. Pour cela, les drivers de laser DFB sont équipés d'un asservissement en température et en courant. À notre connaissance, aucun driver DFB sur le marché ne répond à l'objectif de faible consommation au débit souhaité pour le fonctionnement du module E/O du terminal. En effet, les drivers laser existants proposent des consommations trop importantes, car ils sont optimisés pour fonctionner à des fréquences proches de la dizaine de GHz, ce qui rend leur utilisation impossible dans le cadre du développement de notre module E/O. Afin de réduire la consommation de ce dernier, nous avons développé un driver laser non asservi en température et en courant, ce qui peut engendrer des fluctuations de la puissance optique et de la longueur d'onde du signal émis. L'utilisation d'un tel driver est rendue possible, dans notre application, car l'architecture optique de notre extension dispose d'une grande bande passante optique. De plus, le module O/E qui réceptionne ce signal sur l'interface BJ dispose aussi d'une grande plage de réception en longueur d'onde et accepte une variation de la puissance incidente sur le niveau haut d'autant plus importante que le signal reçu est au format de modulation "tout ou rien".

Il existe de nombreux montages électriques, disponibles dans la littérature, permettant de contrôler en courant un laser. Toujours dans l'objectif de limiter la consommation du terminal, nous nous sommes intéressés aux montages les plus simples, qui sont employés pour piloter un laser par une commande numérique (transmission de niveaux logiques). Ceux-ci consistent en l'association de résistance(s) et/ou de transistor(s) MOSFET. Pour illustrer la variété des schémas existants, nous présentons sur la figure 3.19 quelques schémas de driver laser issus de la littérature. Les schémas (a) et (b) sont implantés dans des composants ICs par gravure CMOS. Le schéma (c) est proposé avec des composants disponibles sur le marché. L'avantage des solutions ICs est la personnalisation des

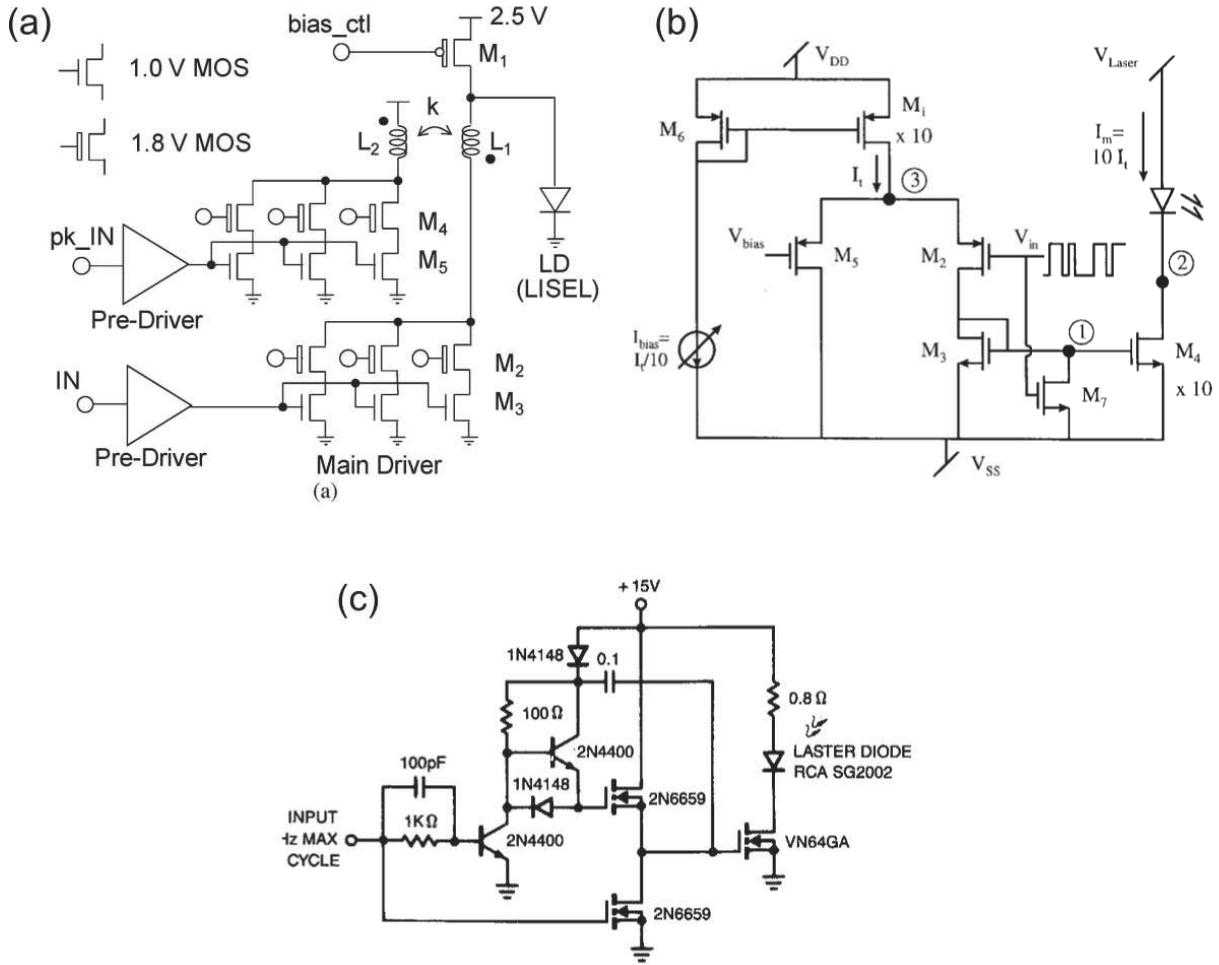


FIGURE 3.19 – Exemples de schémas de drivers laser issus de la littérature ((a) [105], (b) [109]) ou disponibles sur internet ((c) [110])

transistors MOSFET qui permet de s'approcher des performances souhaitées. À l'opposé, les solutions conçues à partir de composants disponibles sur le marché sont moins optimales et la difficulté réside dans la recherche du transistor MOSFET disposant de caractéristiques adéquates. Parmi les schémas de contrôle que nous avons trouvé, aucun ne répondait à nos contraintes : alimentation sur 3,3V, débit de 5Mbit/s, et faible consommation. Le verrou majeur à l'adaptation de ces schémas pour notre application consiste principalement dans le transistor MOSFET à utiliser. En effet, nous souhaitons alimenter le driver laser avec une tension proche du fonctionnement du laser (environ 1V) de telle façon à limiter la puissance maximale consommée. Ceci n'est pas possible avec la structure des schémas présentés sur la figure 3.19. En effet, le laser est connecté en série avec le transistor ce qui implique, lorsque la tension d'alimentation est de l'ordre du volt, une tension entre le drain et la source du transistor trop faible (proche de 0,3V : tension d'alimentation - tension aux bornes du laser) pour obtenir un fonctionnement correct au débit souhaité (débit à 5Mbit/s).

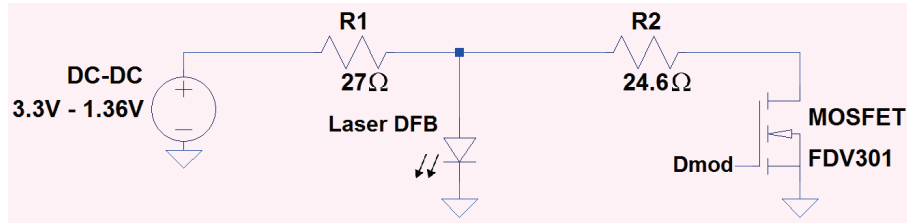


FIGURE 3.20 – Schéma du montage du driver laser réalisé en laboratoire

Ainsi, pour notre application, nous proposons la solution présentée sur la figure 3.20. Le driver laser se compose d'un convertisseur DC-DC, d'un transistor MOSFET, et de deux résistances. L'originalité de ce montage est l'utilisation d'un transistor MOSFET en parallèle du laser DFB. Il permet d'appliquer et de maintenir, lors du régime transitoire (bloqué vers passant), une tension V_{ds} aux bornes du MOSFET plus élevée que celle obtenue dans une association série (avec la même tension d'alimentation). Nous détaillerons dans la suite le rôle de chaque élément.

Le laser DFB fonctionne avec une tension de 0,7V à 2V. La variation de tension aux bornes du laser fait varier le courant qui le traverse et modifie la puissance optique qu'il émet. Le terminal est alimenté par une tension de 3,3V. Il est donc nécessaire d'abaisser cette tension avec un convertisseur DC-DC pour avoir le meilleur rendement possible du module E/O avec ce laser DFB. Le convertisseur DC-DC convertit donc la tension d'alimentation de 3,3V en une tension de 1,36V. Pour définir cette valeur, nous avons calculé plusieurs points de fonctionnement en faisant varier les résistances $R1$ et $R2$ ainsi que la tension en sortie du DC-DC. Les résultats montrent que le module E/O atteint le meilleur rendement et la consommation la plus faible lorsque la tension du DC-DC est de 1,36V. Le principe du driver laser est de créer une chute de tension dans $R1$ de telle manière à positionner la tension aux bornes du laser DFB en-dessous ou au-dessus de la tension seuil d'émission du laser DFB. La résistance $R2$ permet de calibrer le courant circulant dans le MOSFET. Ce courant est plus important que celui consommé par le laser DFB. De cette manière, lorsque le MOSFET est passant, la chute de tension dans la résistance $R1$ est supérieure à celle présente lorsque le MOSFET est bloqué. Pour illustrer le fonctionnement du driver, nous présentons ses deux modes de fonctionnement :

1. L'entrée "Dmod" place le transistor dans un état bloqué. Cela entraîne l'émission du laser DFB. La tension à ses bornes correspond à la tension d'alimentation 1,36V moins la chute de tension dans la résistance $R1$.
2. L'entrée "Dmod" place le transistor dans un état passant. Cela entraîne l'arrêt de l'émission

du laser DFB. La tension à ses bornes correspond à la tension d'alimentation 1,36V moins la chute de tension dans la résistance R1 qui est plus importante que dans le cas précédent. Ainsi la tension aux bornes du laser le place dans une configuration "éteinte".

Nous présentons maintenant la caractérisation du module E/O que nous avons conçu.

Le dispositif expérimental comprend un GBF²² qui fournit le signal carré Dmod variant de 0V à 3,3V. Par le biais d'une résistance de 10Ω connectée entre une source d'alimentation et le DC-DC du driver laser, nous évaluons la variation du courant consommé par le module E/O et nous en déduisons sa consommation. La tension d'alimentation est fixée à 3,6V²³. La puissance optique émise est mesurée par un photo-récepteur²⁴. Un atténuateur, placé en série sur la liaison optique, permet de rester dans la gamme de puissance optique acceptable par le photo-récepteur.

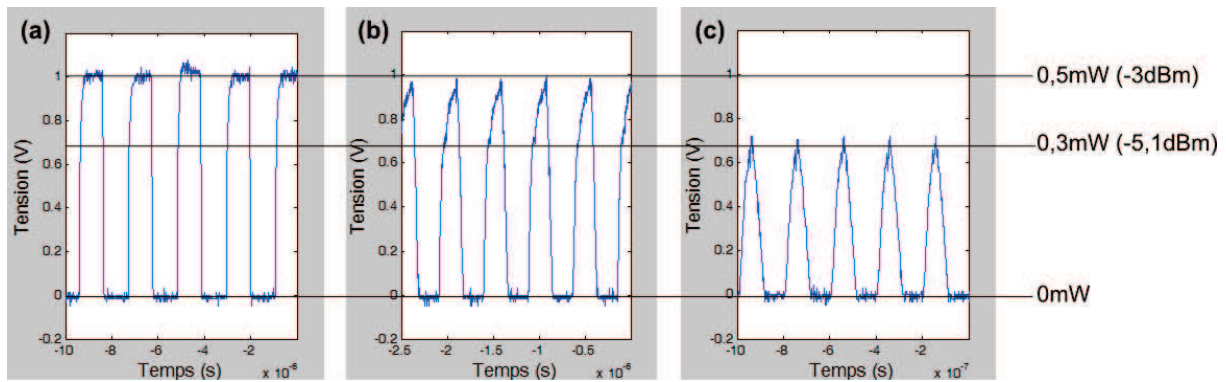


FIGURE 3.21 – Captures du signal optique en sortie du laser DFB par la photodiode pour un débit de 1Mbit/s (a), 4Mbit/s (b) et 10Mbit/s (c)

Dans un premier temps, nous regardons la réponse du module E/O à différents débits. Dans notre système, le débit maximal des données émises par le module E/O est de 5Mbit/s. Nous choisissons de faire varier le débit du signal Dmod de 1Mbit/s à 10Mbit/s. La figure 3.21 présente la capture du signal carré en sortie du laser DFB pour un débit de 1Mbit/s, 4Mbit/s et 10Mbit/s. Le niveau haut optique est bien émis à -3dBm tant que le débit est inférieur à 4Mbit/s. Ensuite, en raison de la bande passante fréquentielle du module E/O, le niveau haut décroît et n'atteint plus que -5,1dBm pour un débit de 10Mbit/s. De plus, ce driver laser élaboré au laboratoire a l'inconvénient d'être sensible à la variation de sa tension d'alimentation. Or le convertisseur DC-DC fournit une tension qui varie autour de 1,36V \pm 100mV à cause de la technologie qu'il utilise (hacheur). Nous notons que

22. Générateur Basse Fréquence

23. Si la solution incluant le laser DFB est choisie, la tension d'alimentation du driver laser sera prise en sortie des cellules photovoltaïques. Cela augmente le rendement de conversion de la puissance électrique consommée car cette dernière n'est plus fournie par le DC-DC 3,3V. Dans ce cas, la tension fournie par les cellules photovoltaïques est au minimum de 3,6V (cf. module d'alimentation).

24. Photo-récepteur HCA-S de la société FEMTO

cela engendre une variation de la puissance du niveau haut logique émis par le laser DFB de $\pm 1,5\text{dB}$. Cette variation, associée à la perte de $2,1\text{dB}$ à cause du régime dynamique (débit= 10Mbit/s), reste cependant compatible avec la plage de variation acceptable sur la puissance optique reçue par le module O/E à la réception²⁵ et n'est pas problématique pour une transmission et une réception du signal des données sur l'interface B.J.

Nous avons également mesuré la consommation du driver laser associé au laser DFB. En raison de la structure du driver, le module d'émission présente une consommation maximale lorsqu'il fournit un niveau logique bas. Pendant cet état logique, nous regardons la différence de potentiel aux bornes de la résistance de 10Ω . Ainsi, le courant qui traverse la résistance de 10Ω est de 11.6mA sous une tension de $3,6\text{V}$. La consommation maximale du module E/O est évaluée à $41,8\text{mW}$.

Commande du VCSEL

Concernant la commande du VCSEL, elle est généralement gérée par le même type de driver que ceux présentés précédemment [111, 109]. Cependant, elle peut être effectuée directement par la sortie logique d'un composant comme un microcontrôleur. Cela est possible car le courant requis par le VCSEL est inférieur à la dizaine de mA et la tension de commande est proche de la tension d'alimentation du terminal. Pour des raisons de faible consommation, nous choisissons de contrôler le VCSEL avec la sortie d'un composant logique disponible sur le terminal. Pour atteindre le point de fonctionnement pour un niveau haut (-3dBm à $2,3\text{V}$), une résistance variable est ajoutée entre la sortie logique et le VCSEL. Nous présentons dans la suite la caractérisation de ce module.

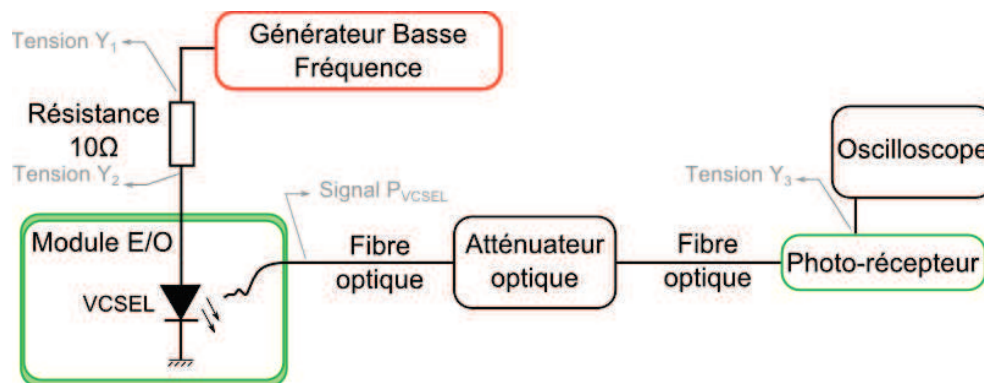


FIGURE 3.22 – Dispositif expérimental utilisé pour la caractérisation de l'association du VCSEL avec son driver

Le dispositif expérimental est présenté sur la figure 3.22. Le module E/O est connecté à un GBF

²⁵. Notamment par rapport aux performances du module O/E développé pour le terminal (p. ex. plage de variation acceptable = $\pm 4\text{dB}$)

(le GBF simule le signal en sortie de l'interface QS-S) par le biais d'une résistance de 10Ω qui permet d'évaluer la consommation du module. Le GBF fournit un signal carré Y_1 variant de 0,6V à 2,25V. Le niveau bas est choisi proche du niveau TTL/CMOS et le niveau haut est choisi afin d'avoir une tension Y_2 de 2,2V aux bornes du VCSEL pour un niveau haut logique (chute de tension dans la résistance). La puissance optique émise est mesurée par un photo-récepteur²⁶ et l'atténuateur permet de rester dans la gamme de puissance optique acceptable par ce photo-récepteur.

Dans un premier temps, nous regardons la réponse du module E/O à un signal carré pour différents débits jusqu'à 5Mbit/s. Pour chaque bit transmis, le signal en sortie du VCSEL est très proche du résultat attendu : le niveau bas optique se trouve bien dans le bruit, cependant le niveau haut optique est émis à -3,2dBm, ce qui est légèrement inférieur au -3dBm prévu mais suffisant pour notre système. La figure 3.23 présente la capture du signal optique P_{VCSEL} pour un débit de 5Mbit/s.

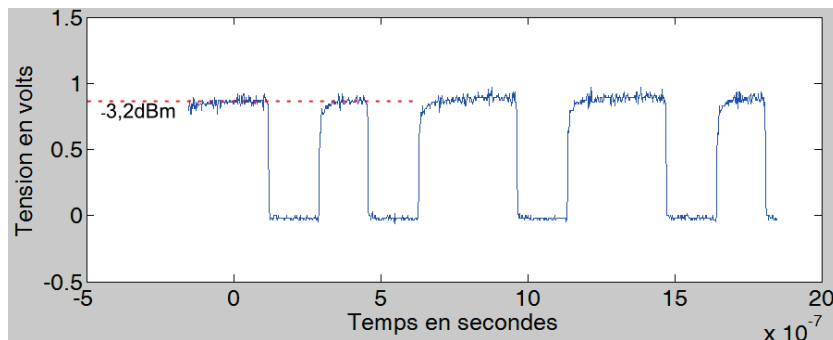


FIGURE 3.23 – Capture du signal optique en sortie du module E/O pour un débit de 5Mbit/s

Ensuite, nous mesurons la consommation maximale du module E/O lors de l'émission du niveau haut logique. Pendant cet état logique, nous mesurons la différence de potentiel aux bornes de la résistance de 10Ω . Nous obtenons un courant de 5,4mA, ce qui donne une consommation de 18mW. Nous verrons par la suite que le composant qui pilote le VCSEL est un multiplexeur dont la consommation doit être prise en compte dans la consommation totale du module E/O. Nous avons mesuré la consommation du multiplexeur lorsque son seul rôle est la commande du VCSEL. Il est alimenté sur 3,3V et consomme un courant de 1mA. La tension est de 3,3V pour un niveau haut logique en sortie du multiplexeur et le courant requis par le VCSEL est de 5,4mA : la consommation maximale du module E/O est alors évaluée à $3,3V \times (1mA + 5,4mA) = 21,1mW$.

26. Photo-récepteur HCA-S de la société FEMTO

Choix entre le laser DFB et le VCSEL

Nous avons vu précédemment les avantages et les inconvénients des deux types de laser. Ils sont résumés dans le tableau 3.6.

Paramètres	laser DFB	VCSEL
Rendement de conversion E/O pour une puissance optique émise de -3dBm	3,2%	4,2%
Variation de la longueur d'onde pour une puissance optique émise entre -6dBm et 0dBm	0,13nm	3,7nm
Variation de la longueur d'onde en fonction de la température (entre 10 et 22°C)	2nm	2nm
Variation du courant consommé en fonction de la température (entre 10 et 22°C)	1,7mA	0,8mA
Variation de la longueur d'onde dans le régime transitoire (effet de chirp)	0,1nm	2nm
Dispositif de commande de l'émetteur optique nécessaire	Driver	Non
Consommation maximale du module O/E	41,8mW	21,1mW
Disponibilité sur le marché	Courant	Rare
Bilan de liaison des données en fonction de la longueur d'onde (sans filtre) pour une puissance optique d'alimentation de 33dBm	0dB	-2,2dB
Autres	Longueur d'onde proche des données descendantes	Espacement de 13nm avec la longueur d'onde des données descendantes

TABLEAU 3.6 – Résumé des paramètres de l'utilisation du laser DFB ou du VCSEL pour le module E/O du terminal

Le laser DFB offre l'avantage d'avoir une plus faible variation de la longueur d'onde du signal émis en régime transitoire et en fonction de la puissance optique émise. Cependant, il était nécessaire de développer un driver laser spécifique afin d'avoir une consommation du module E/O la plus faible possible. Nous avons aussi relevé que le driver laser élaboré au laboratoire présente l'inconvénient d'être sensible aux variations de la tension d'alimentation, ce qui engendre une variation de la puissance du signal émis par le laser DFB.

D'un autre côté, pour la puissance d'émission choisie (-3dBm), le VCSEL offre un meilleur

rendement de conversion E/O et il permet aussi d'éviter l'utilisation d'un driver spécifique grâce à son point de fonctionnement : 2,2V et 5mA. L'inconvénient majeur du VCSEL est sa variation en longueur d'onde (p. ex. chirp). Cependant la longueur d'onde du VCSEL, autour de 1537nm, utilisée pour les données montantes, reste éloignée de la longueur d'onde des données descendantes fixée autour de 1550nm. Il subsiste donc peu de risque de superposition en longueur d'onde de ces deux signaux, même avec les fluctuations de température et de puissance. Cependant ce choix implique l'utilisation d'un filtre large bande afin de sélectionner toutes les longueurs d'onde du signal émis par le VCSEL.

Par ailleurs, le signal optique émis par le VCSEL bénéficiera d'une amplification plus faible que le signal émis par le laser DFB. En effet, l'étude des phénomènes optiques dans la fibre montre que l'amplification Raman du signal optique contra-propagatif (montant) dépend de la longueur, et aura un gain de 9,67dB à 1550nm tandis qu'il aura un gain de 7,41dB à 1540nm. Le gain du TIA dans le module O/E de l'interface BJ devra donc être plus grand dans le cas de l'utilisation de ce VCSEL.

Au regard de l'analyse des résultats présentés dans le tableau 3.6 notre choix s'est porté sur le VCSEL.

Nécessité d'un filtre optique sur l'interface BJ

L'étude de l'architecture optique a démontré qu'une fraction du signal descendant revient sur le module O/E de l'interface BJ. L'utilisation d'un filtre optique au niveau de l'interface BJ en amont du module O/E est nécessaire afin de sélectionner uniquement le signal optique émis par le module E/O du terminal. Le filtre optique doit donc laisser passer les longueurs d'onde autour de 1537nm et exclure la longueur d'onde du signal descendant rétro-diffusé (1550nm).

Le filtre que nous employons est un multiplexeur optique à très faibles pertes d'insertion²⁷. Dans l'objectif d'évaluer la réjection de la longueur d'onde de 1550nm et la bande passante autour de 1537nm, nous caractérisons la réponse spectrale du filtre en appliquant sur son entrée une source quasi-blanche. Nous présentons sur la figure 3.24 le spectre de la source blanche et la réponse spectrale du filtre. La longueur d'onde centrée à 1537,45nm a une perte d'insertion d'environ 0,8dB et la longueur d'onde à 1550nm est atténuée de plus de 25dB. La bande spectrale du filtre s'étend de 1522,5nm à 1538,5nm et n'inclut donc aucune autre longueur d'onde de l'architecture optique que celle émise par le VCSEL.

27. De la marque SpectraMUX : CW4-22A3A1000

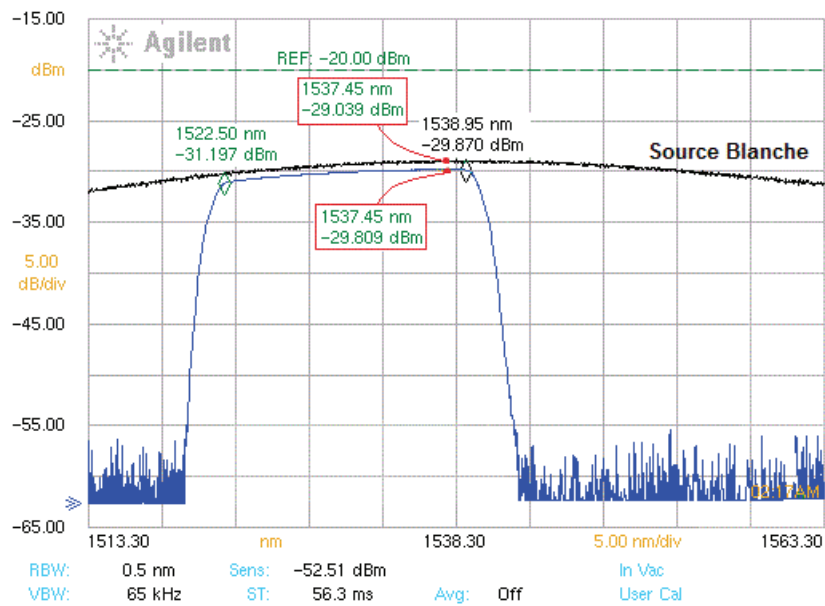


FIGURE 3.24 – Bande spectrale du filtre situé sur l’interface BJ

3.2.5 Interface QS-S et Instrument

L’interface QS-S est le module qui gère les signaux de données sur le terminal (cf. figure 3.1). Il a un rôle primordial dans la communication entre l’instrument et l’interface BJ. Il permet la conversion du bus quasi-SPI en bus SPI et inversement, ce qui rend possible la transmission des données sur la fibre optique. Nous présentons dans la suite la conception et la caractérisation de l’interface QS-S puis nous vérifions le bon fonctionnement de l’ensemble interface QS-S et instrument.

Principe et conception de l’interface QS-S

L’architecture électronique de l’extension a été pensée dans l’objectif de limiter au maximum la consommation d’énergie du terminal. Ainsi, le maximum de traitements et de gestion des données doivent être effectués au niveau de l’interface BJ. Cependant le passage de deux voies optiques de données vers une interface SPI nécessite quelques opérations de traitement des signaux sur le terminal. Cela est géré dans notre application par l’interface QS-S. La première fonction de cette interface QS-S est de créer le signal CS à partir du signal SCLK reçu. Sa deuxième fonction est la surveillance du bon déroulement de la communication. En cas de détection d’un défaut, l’interface I est réinitialisée. La dernière fonction de l’interface QS-S est d’envoyer soit le signal CS (lors de l’initialisation) ou le signal MISO (fonctionnement standard) à l’interface BJ.

Lors de l’étude sur les dispositifs à faible consommation dans le chapitre 1, nous avons noté la présence quasi-systématique de composants programmables sur les systèmes à énergie embarquée et

à énergie externe. Ceux-ci pouvaient être un microcontrôleur, un microprocesseur et/ou un FPGA. Leurs principaux rôles étaient la gestion des données et de l'énergie disponible (lors de la présence de batteries). L'utilisation d'un FPGA offre l'avantage de pouvoir optimiser toutes les fonctions logiques nécessaires au fonctionnement de l'interface QS-S, et donc d'obtenir une consommation réduite à son minimum. Dans notre application, nous préférons utiliser un microcontrôleur pour la conception de l'interface QS-S car il offre l'avantage, par rapport au FPGA, de réduire le temps de développement du système. De plus, les microcontrôleurs récents, grâce à la simplification de leur architecture interne ont des performances en consommation dynamique proches de celle des FPGA à faible consommation.

La création du signal CS par le microcontrôleur est effectuée par un compteur qui s'incrémente sur les fronts descendants du signal SCLK. La valeur du compteur est comparée au contenu d'un registre où le rapport cyclique du signal CS est enregistré. Dans notre configuration, la trame SPI a une longueur de 24bits, imposée par l'instrument²⁸. Le signal CS reste à l'état haut pendant deux bits pour signaler le début d'une trame SPI. Le compteur a donc une longueur de 24bits avec un rapport cyclique pour l'état haut de 2/24. Quant à la détection d'un défaut de communication, le microcontrôleur l'effectue en mesurant le temps que le signal CS demeure à l'état bas. En effet, lors d'une communication normale, le signal CS revient à l'état haut pour signifier le début d'une nouvelle trame SPI. Lorsque la communication SPI est finie, le terminal se met en attente et le signal CS reste à l'état haut qui est donc son état de repos. Le signal CS se trouve à l'état bas seulement pour la transmission des données et cela pendant une durée de 22bits soit 22 fois la période du signal SCLK. Nous avons fixé la fréquence du signal SCLK à 5MHz ce qui signifie que le CS reste à l'état bas pendant un temps maximum de 4,4µs. Cependant, nous souhaitons avoir une marge de liberté qui permet de diminuer la fréquence de la communication SPI. Ainsi, nous fixons la détection d'un défaut de communication pour un temps de 140µs, autorisant ainsi l'utilisation d'une interface SPI avec un débit minimum de 160kbit/s. Par la suite, le réglage de ce temps, en fonction d'éventuels nouveaux objectifs pour l'extension, pourra être facilement modifié logiciellement. Cette détection de défaut de communication peut aussi servir à l'utilisateur comme moyen d'initialiser le terminal en créant volontairement une anomalie sur la communication SPI. Dans ce cas, l'initialisation de l'interface I consiste à envoyer le signal CS afin d'effectuer le calibrage de la mémoire FIFO qui synchronise le signal MISO sur le signal SCLK. Dans le cas contraire, l'initialisation a pour but de

28. Cette valeur dépend de l'instrument que nous détaillerons plus tard dans ce chapitre

signaler à l'interface BJ qu'il y a une erreur dans la communication.

En ce qui concerne le microcontrôleur, nous avons choisi le composant MSP430F2013 de la compagnie Texas Instrument. Ce dernier offre les caractéristiques nécessaires pour le fonctionnement de l'interface I, c'est-à-dire :

- une faible consommation électrique ;
- une tension d'alimentation entre 1,8V et 3,6V ;
- une fréquence de fonctionnement de 16MHz avec une horloge interne ;
- deux compteurs 16bits et 2 registres de comparaison ;
- 2Ko de mémoire RAM.

Il est bon de noter que le MSP430 dispose d'une interface série SPI, cependant nous ne l'utilisons pas car cette interface n'est pas assez rapide pour un transfert des données, comprenant l'écriture et la lecture, à 5Mbit/s.

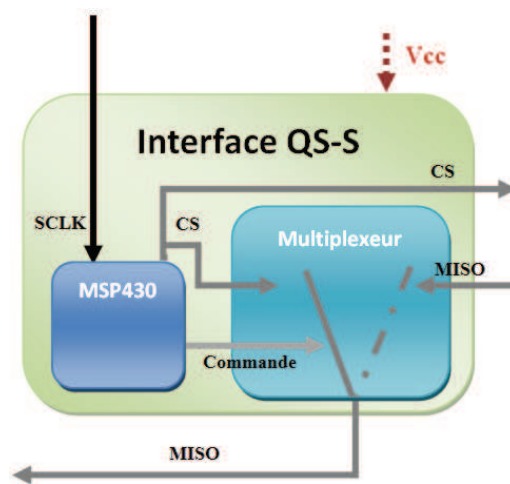


FIGURE 3.25 – Architecture du module constituant l'interface QS-S

Le signal MISO ayant un débit de 5Mbit/s, un multiplexeur est employé pour alléger le travail du microcontrôleur comme présenté sur la figure 3.25. En effet, il permet l'aiguillage des données et par conséquent évite le traitement des données montantes par le MSP430. Le multiplexeur est alors commandé, via le signal “Commande”, par le MSP430 qui donne l'ordre de transmettre vers le module de conversion E/O les signaux CS ou MISO. Dès lors que le MSP430 gère le signal “Commande” au lieu du transfert du signal MISO, le débit des données pouvant transiter par l'interface QS-S est nettement augmenté. Le multiplexeur choisi, le 74HC4053, est un composant très couramment utilisé.

Instrument

Connecté à l'interface QS-S, se trouve l'instrument. Ce dernier se compose d'un capteur et d'une interface numérique. Généralement, le capteur fournit le signal mesuré sous forme analogique qu'il convient de convertir en un signal numérique. Dans le chapitre 2, nous avons choisi pour capteur un hydrophone fonctionnant sur une bande passante de 30kHz. Nous avons opté pour un échantillonnage sur 16bits ce qui nécessite un débit des données numériques en sortie du CAN de 5Mbit/s. De nombreux CAN répondent aux caractéristiques requises. En accord avec IFREMER, nous avons choisi comme CAN, l'ADS8326 de chez Texas Instrument. Ses caractéristiques principales sont les suivantes :

- une fréquence d'échantillonnage maximale : 250kHz ;
- une résolution binaire : 16bits (un pas de $0,46\mu\text{V}$ pour une excursion de 3V) ;
- une tension d'alimentation : 2,7V à 5,5V ;
- une interface numérique : SPI 3-fils.

La mise en œuvre de ce CAN nécessite l'application d'une tension de référence, utilisée pour l'échantillonnage des données et qui définit l'excursion du CAN. Cette référence doit être la plus stable possible pour améliorer la qualité de l'échantillonnage et donc pour réduire le nombre d'erreurs. Nous avons choisi une tension de référence de 3V, compatible avec notre tension d'alimentation de 3,3V. Le composant choisi est le REF5030 de chez Texas Instrument.

La documentation technique du CAN fournit les informations sur le déroulement de la communication SPI, illustrée sur la figure 3.26. Nous pouvons noter qu'un temps d'acquisition T_{SMPL} (chargement du réseau capacitif) est nécessaire avant de récupérer les données. Ce temps, caractéristique du CAN, est égal à 4,5 périodes du signal d'horloge. Par ailleurs le signal de données D_{OUT} est forcé à l'état bas pendant une période d'horloge avant l'émission du MSB²⁹ (début de l'information utile). Par conséquent, il est nécessaire d'avoir 24 périodes du signal d'horloge pour les données utiles : 16bits utiles, plus 4,5bits pour le temps d'acquisition (arrondi à 5 périodes), plus une période de forçage du MSB, plus 2 périodes de maintien du signal CS à l'état haut. La fréquence d'échantillonnage étant fixée à 200kHz dans le chapitre 2, la numérisation de ce signal sur 16bits implique donc un débit de transmission de 4,8Mbit/s (arrondi à 5Mbit/s).

Le signal fourni par l'hydrophone est centré autour de 0V, or notre système fonctionne sous une tension d'alimentation unipolaire. Il est donc nécessaire d'élever ce signal pour l'échantillonnage.

29. Most Significant Bit

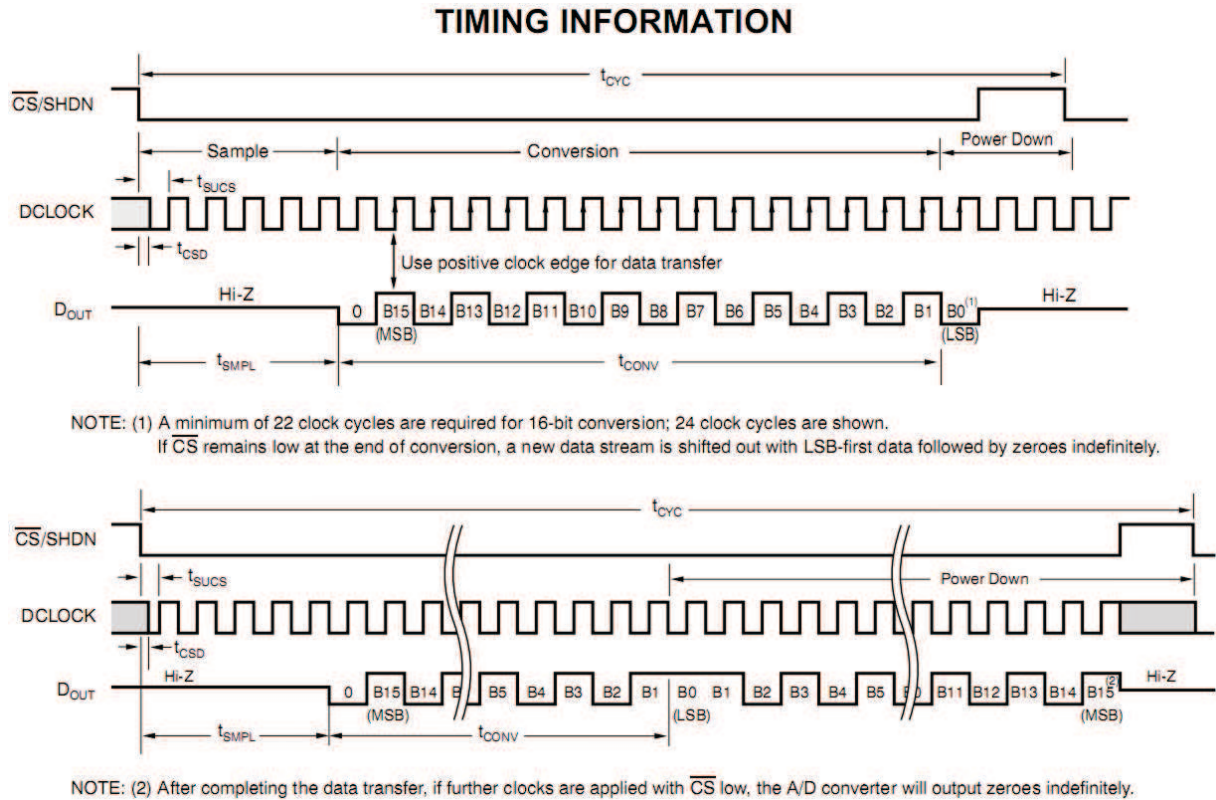


FIGURE 3.26 – Détail d’une communication série avec le CAN ADS8326 sur 24 périodes du signal d’horloge (DCLOCK) [112]

Une solution [70] illustrée lors de la description des systèmes à énergie externe du chapitre 1 consiste en la création d’une tension de référence pour centrer le signal autour d’une tension environ égale à la moitié de la tension d’alimentation. Dans notre cas, la tension doit être centrée autour de 1,5V qui est la moitié de la tension de référence du CAN. Nous utilisons pour cela un montage élévateur amplificateur analogique à base d’un AOP (OPA365 de chez Texas Instrument) qui est placé entre le CAN et le capteur. L’amplitude du signal fourni par l’hydrophone est typiquement de l’ordre de $\pm 100\text{mV}$ ³⁰. Par conséquent, ce signal est tout d’abord centré autour de 100mV. L’amplification réglable, pour l’instant fixée à 15, permet d’obtenir ensuite un signal, en entrée du CAN, centré sur 1,5V avec une amplitude $\pm 1,5\text{V}$ et de profiter au maximum de l’excursion du CAN.

Validation du fonctionnement de l’interface QS-S et de l’instrument

La conception du module étant finalisée, nous passons à sa phase de caractérisation. Il s’agit principalement de valider la génération du signal CS et la transmission des données issues de l’instrument, de vérifier le fonctionnement de la phase d’initialisation et de mesurer la consommation

³⁰. Cette valeur dépend de la puissance du signal acoustique que l’on souhaite mesurer et de la sensibilité de l’hydrophone. La valeur de $\pm 100\text{mV}$ nous positionne dans un fonctionnement classique.

de l'ensemble interface QS-S/Instrument.

La figure 3.27 présente le dispositif expérimental. L'interface QS-S (microcontrôleur MSP430 et le multiplexeur 74HC4053) et l'instrument (le CAN et l'amplificateur), sont alimentés par un générateur de tension continue 3,3V à travers une résistance de 10Ω afin de mesurer la consommation en courant. Les sorties de l'interface QS-S (signaux SCLK, CS et MISO) sont connectées à l'instrument. Le signal SCLK est créé par un générateur externe basse fréquence à 5MHz. L'hydrophone est remplacé par un générateur de tension continue. Nous fixons arbitrairement la valeur à 0,125V, ce qui donne un signal continu à échantillonner de tension égale à 1,875V.

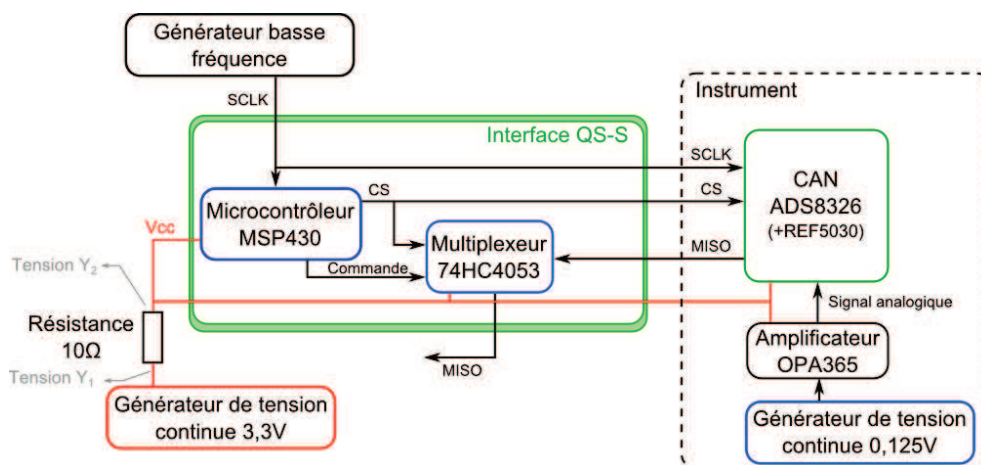


FIGURE 3.27 – Dispositif expérimental utilisé pour la caractérisation de l'interface QS-S

Afin de valider le fonctionnement de l'interface QS-S, nous exécutons la procédure d'expérimentation suivante : une communication standard est établie puis, nous créons un défaut de communication afin de basculer dans un fonctionnement d'initialisation. À la fin de la phase d'initialisation, l'interface QS-S revient en mode de communication standard.

Nous présentons sur la figure 3.28 les signaux SCLK, CS, MISO en sortie du multiplexeur, et le signal "Commande" au cours des différentes étapes suivantes :

- Dans un premier temps, la figure 3.28(a) montre le fonctionnement lors d'une communication standard. Le signal CS est bien généré toutes les 24 périodes d'horloge et reste pendant 2 périodes à l'état haut. Le signal "Commande" est à 1 et les données présentes en sortie du multiplexeur (74HC5043) sont bien issues du signal provenant du CAN.
- Puis, sur la figure 3.28(b), le signal SCLK est inhibé en cours de communication SPI. Le signal CS se retrouve à l'état bas pendant un temps supérieur à $140\mu\text{s}$ et le module QS-S détecte alors un problème de transmission. Le MSP430 ordonne au multiplexeur d'émettre le signal

CS sur la voie MISO pour réinitialiser la communication. Le terminal est alors en attente d'une réponse de l'interface BJ (émission du signal SCLK).

- Ensuite, nous émettons le signal SCLK (cf. figure 3.28(c)). Le signal CS est à nouveau généré et transmis en sortie du multiplexeur (MISO). En effet, nous constatons que le module QS-S est bien maintenu dans sa phase d'initialisation comme le témoigne le niveau logique du signal “Commande” qui reste à l'état bas.
- La phase d'initialisation persiste tant que le calcul du temps de propagation n'est pas achevé par l'interface BJ. Dès que l'initialisation est finie, le signal “Commande” passe au niveau haut et c'est le signal provenant du CAN qui est à présent en sortie du multiplexeur (MISO). La communication standard est rétablie (cf. figure 3.28(d)).

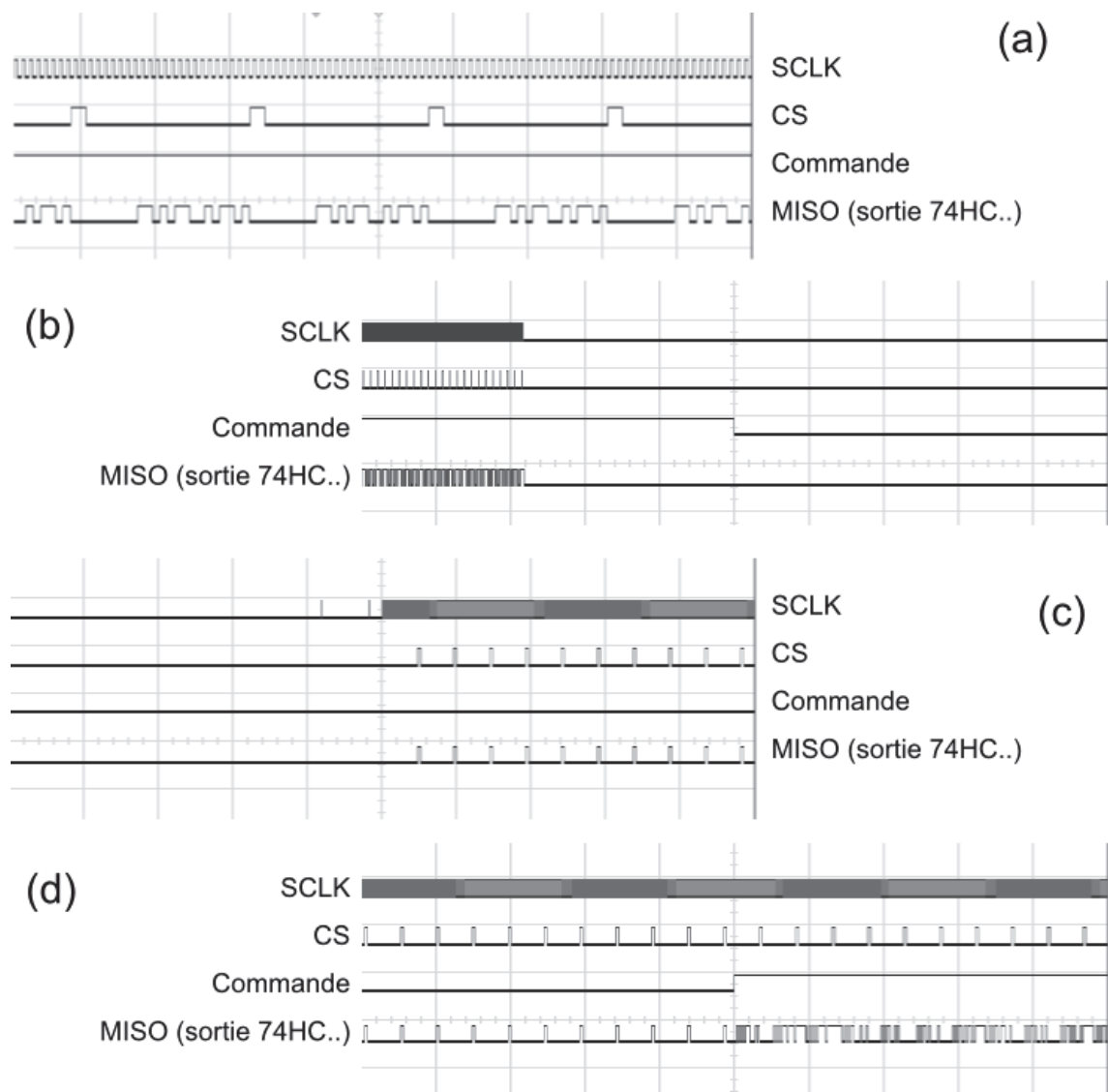


FIGURE 3.28 – Chronogrammes des signaux de l'interface QS-S lors de ses différents modes de fonctionnement

Le relevé de ces signaux montre le bon fonctionnement de l'ensemble : l'interface QS-S rentre en phase d'initialisation grâce à la détection d'un défaut de communication et les données sont récupérées par l'interface SPI du CAN.

Ensuite, nous avons mesuré la consommation du module interface QS-S et de l'instrument. La puissance consommée est maximale lorsque le tout fonctionne avec le débit maximal (5Mbit/s). Nous obtenons une consommation maximale du module interface QS-S et de l'instrument de 40mW, dont 6mW pour l'amplificateur élévateur.

3.2.6 Bilan sur le terminal

Les différents modules du terminal ont été décrits. La figure 3.29 montre une photographie de la carte du terminal réalisée. Nous présentons dans ce paragraphe la caractérisation de l'ensemble afin de valider son fonctionnement. Nous vérifions que le terminal peut établir une communication, pour différentes fréquences de la liaison SPI, en analysant le signal optique montant. Ensuite, nous mesurons la consommation du terminal dans son ensemble pour différents débits du bus SPI.

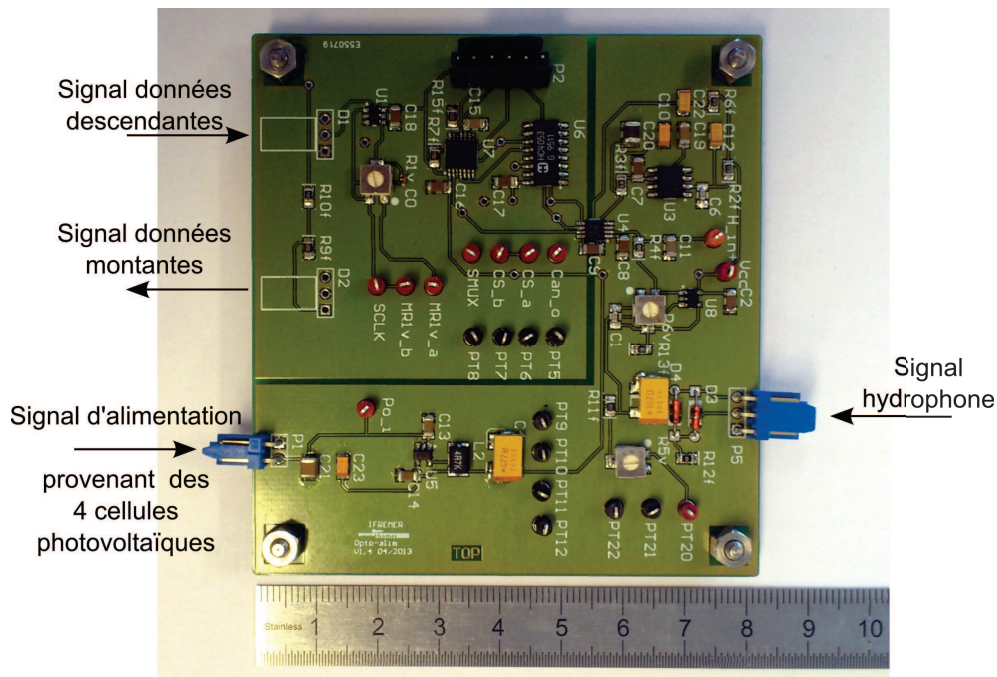


FIGURE 3.29 – Photographie de la carte du terminal

L'expérimentation précédente a montré le bon fonctionnement de l'interface QS-S ainsi qu'une transmission des signaux avec l'instrument. À ces deux modules sont reliés le module O/E, pour le signal SCLK, et le module E/O, pour le signal MISO. Nous proposons de vérifier les signaux optiques entrant et sortant du terminal. Le but est de vérifier la conformité de la trame SPI, la

bonne transmission des données sur le signal MISO, de mesurer la puissance émise par le VCSEL (module E/O) et tout cela pour différents débits de l'interface SPI. Précédemment³¹, nous avons mentionné que le débit minimal du bus SPI est de 170kbit/s car il est dépendant du protocole de détection d'un défaut de communication. Nous choisissons donc de capturer et analyser les signaux optiques en entrée et sortie du terminal pour des débits de 200kbit/s, 1Mbit/s et 5Mbit/s.

Le dispositif expérimental est présenté sur la figure 3.30. Le terminal est alimenté par un générateur de tension continue de 4,3V qui remplace le module de cellules photovoltaïques. Le signal optique incident (SCLK) provient du laser de l'interface BJ modulé par un générateur basse fréquence. Le signal optique sortant (MISO) arrive sur un coupleur 95/5 dont la voie des 5% est connectée sur un photo-détecteur. La figure 3.31 montre les signaux de modulation du signal optique descendant (SCLK) sur la partie supérieure et le signal optique émis par le module E/O du terminal sur la partie inférieure. La trame SPI, qui comprend 8bits d'acquisition et 16bits de données, est bien transmise pour les différents débits du bus SPI.

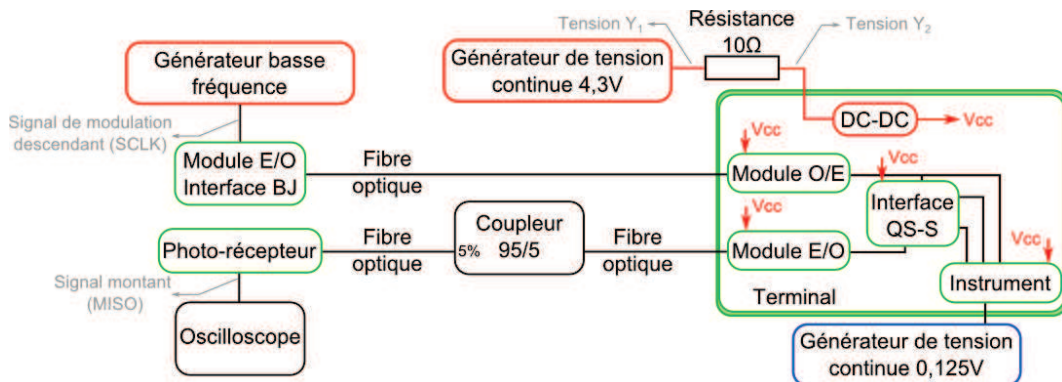


FIGURE 3.30 – Dispositif expérimental utilisé pour la caractérisation du terminal

Nous avons également mesuré la consommation du terminal pour différents débits du bus SPI. À l'instar de la mesure de consommation des modules du terminal, nous mesurons la variation de courant à travers une résistance de 10Ω , placée en entrée du DC-DC. Nous effectuerons cette mesure dans la configuration où le terminal consomme le plus d'énergie. Nous estimons que la consommation du terminal est maximale lorsque le signal échantillonné possède une amplitude de 3V car celui-ci est codé par une série de bits à 1 ce qui implique que le VCSEL émet pendant une durée maximale. Le tableau 3.7 donne la consommation maximale relevée pour les débits du bus SPI allant de 1Mbit/s à 5Mbit/s.

31. §3.2.1 Architecture du terminal

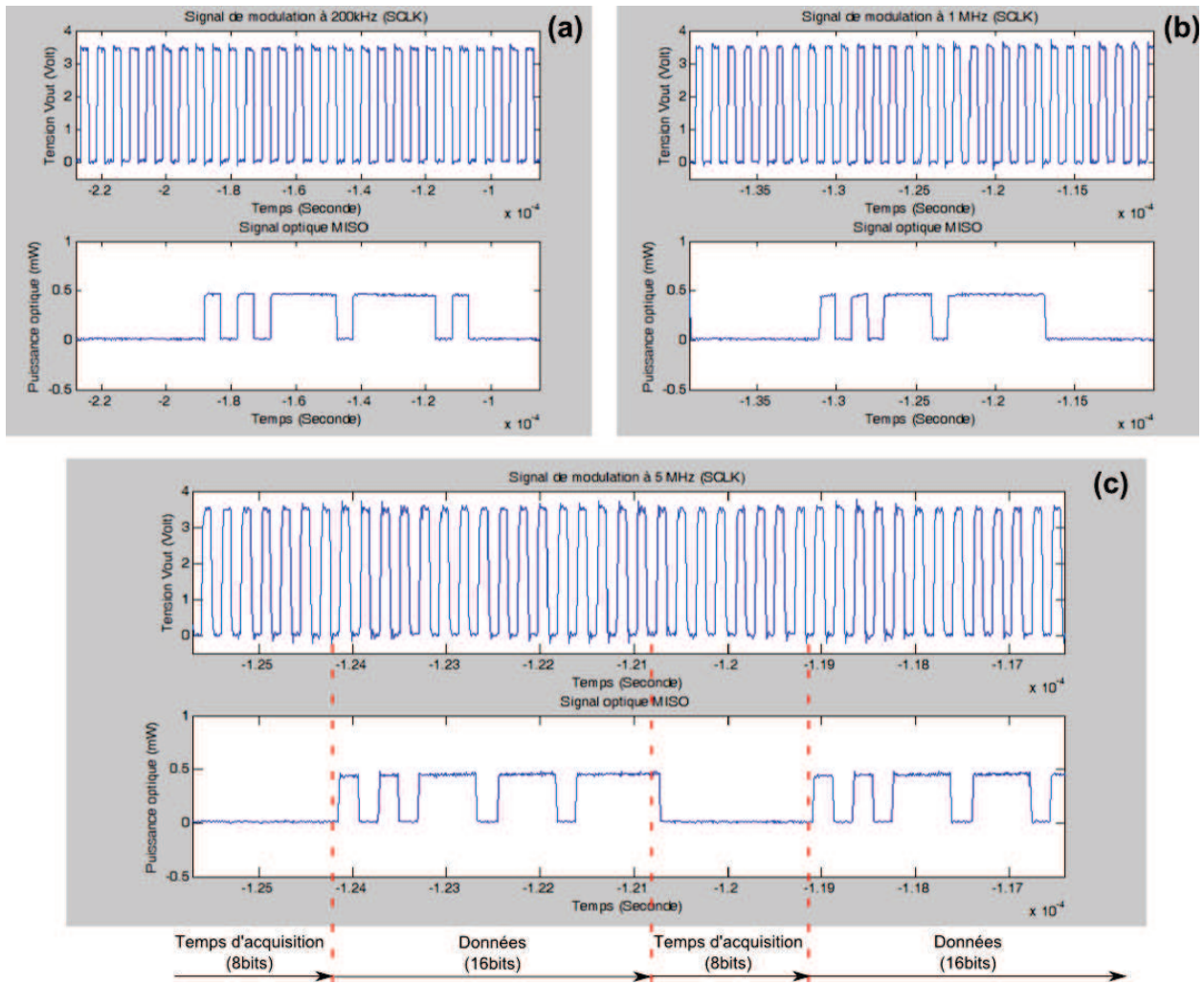


FIGURE 3.31 – Signal modulant la voie optique descendante (SCLK : partie supérieure des captures) et signal optique montant émis par le terminal (MISO : partie inférieure des captures) pour un débit de 200kbit/s (a), 1Mbit/s (b) et 5Mbit/s (c)

Débit du SPI (Mbit/s)	Courant consommé (mA)	Consommation (mW)
1	13,1	55,8
2	13,2	55,7
3	13,5	56,8
4	15	62,8
5	15,8	65,8

TABLEAU 3.7 – Consommation du terminal en fonction du débit du SPI

Nous notons que la consommation maximale est d'environ 56mW pour des débits inférieurs à 2Mbit/s. Ensuite, elle atteint 65,8mW lorsque le terminal communique avec un débit de 5Mbit/s.

La somme des consommations des modules du terminal prises individuellement nous amène à une consommation totale de 75mW, soit 9mW de plus. Cette différence provient de la méthode utilisée pour évaluer la consommation qui a été effectuée dans des phases de fonctionnement défavorables

(dynamique ou statique) permettant d'acquérir la consommation maximale du module spécifique. Par ailleurs, il faut noter que la consommation du multiplexeur de l'interface QS-S se retrouve à la fois dans la consommation du module O/E (rôle de driver) et dans celle de l'interface QS-S.

Cependant, les consommations estimées et mesurées restent bien inférieures à la puissance maximale disponible sur le terminal qui est d'environ 180mW, ce qui suffit à valider les objectifs de consommation du module déporté.

Dans cette section dédiée au terminal, nous avons présenté sa conception et nous avons validé son fonctionnement. Nous allons maintenant nous intéresser au développement de l'interface BJ qui établit le lien entre l'observatoire de fond de mer et notre système.

3.3 Interface BJ

Nous présentons dans cette section l'architecture de l'interface BJ. Pour chaque module qui la compose, nous expliquons les choix des composants. Chaque module est caractérisé individuellement, puis nous concluons par une caractérisation de l'ensemble de l'interface BJ.

3.3.1 Architecture de l'interface BJ

L'interface BJ assure la liaison entre la boîte de jonction de l'observatoire de fond de mer existant et l'extension (cf. figure 2.12). L'interface BJ s'occupe aussi d'établir la communication avec le terminal. Trois modes de fonctionnement la caractérisent :

- l'initialisation qui permet le calcul du temps de propagation aller-retour des signaux sur la fibre optique ;
- la communication pendant laquelle l'interface BJ échange des trames SPI avec le terminal et transmet les données reçues à l'observatoire en utilisant le protocole Ethernet ;
- l'attente qui correspond au fait qu'aucun utilisateur (observatoire) ne demande d'information ; l'interface BJ est dans l'état de veille.

L'architecture de l'interface BJ est présentée sur la figure 3.32. Ce module se compose :

- d'un laser de puissance qui fournit l'énergie d'alimentation à tout le module déporté ;
- d'un microcontrôleur qui s'occupe de la gestion des données échangées (reçues et émises) entre le module déporté et l'observatoire ;
- de modules de conversion O/E et E/O ;

@ 1537nm) et retrancher les pertes d'insertion du filtre (0,8dB) ³².

	Niveau bas	Niveau haut
$P_{o_descendante}$	-11dBm	2dBm
$P_{o_montante}$	0mW	-6,2dBm

TABLEAU 3.8 – Puissances optiques des signaux de données au niveau de l'interface BJ

Nous détaillons par la suite chaque module qui compose l'interface BJ en commençant par le module d'alimentation (SLHP).

3.3.2 Source Laser Haute Puissance

La SLHP a été choisie et décrite lors des travaux de thèse de Frédéric Audo [1]. Il s'agit d'un laser à amplification Raman de la société Keopsys ³³. Il est capable d'émettre jusqu'à 40dBm (10W) optique à la longueur d'onde de 1480nm. Dans notre configuration, nous l'utilisons à 33dBm (2W) car c'est la puissance nécessaire pour alimenter le terminal tout en limitant les effets optiques indésirables générés par le transport de la puissance et des données sur la même fibre optique (bruit, transfert de RIN, fusion de la fibre).

Sur la figure 3.33, nous présentons le spectre optique de la puissance émise à 33dBm (2W) dont la largeur du pic à -3dB est de 0,7nm. La consommation électrique maximale de la SLHP est d'environ 120W pour émettre 10W optique. Il est à noter que cette SLHP est une source de laboratoire sur laquelle aucune optimisation en termes de consommation et de dimension n'a été faite. Lors de la marinisation, un effort devra être effectué sur ces aspects qui mènera à supprimer des fonctions optionnelles, comme l'écran de contrôle ou encore le convertisseur AC/DC. Nous pouvons alors espérer une consommation maximale d'environ 45W ³⁴ pour émettre 5W optique.

3.3.3 Module E/O

Principe de fonctionnement et conception

Le module E/O permet la transmission du signal SCLK vers le terminal (signal descendant). Nous avons fixé la puissance optique pour un niveau logique haut du signal descendant à 2dBm pour une longueur d'onde de 1550nm. Contrairement au module E/O situé sur l'interface I, le module E/O de l'interface BJ ne requiert pas d'optimisation de sa consommation. Nous choisissons donc

³². Défini dans la section 3.2.4 sur le module E/O du terminal

³³. KPS-STD-BT-RFL-1480-10-FA

³⁴. Consommation maximale du modèle compact et composé uniquement du laser

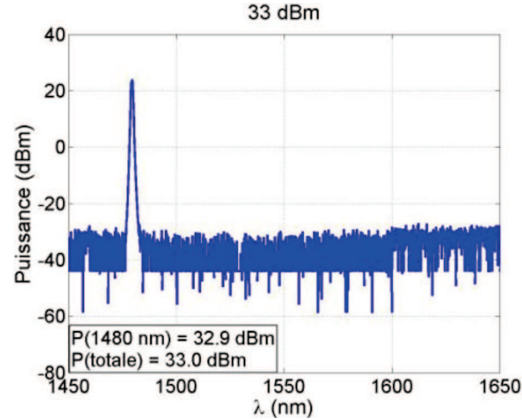


FIGURE 3.33 – Spectre relevé en sortie de la SLHP pour une puissance optique émise de 33dBm

d’asservir le laser en courant et en puissance tout en veillant à garder une consommation raisonnable. Cela permet d’obtenir une source optique dont la longueur d’onde et la puissance optique émise sont stables. La tension d’alimentation est fixée à 3,3V. D’autre part, le module E/O doit être modulé par un signal TTL à la fréquence de 5MHz.

Notre choix s’est porté sur le laser DFB (LDM5S515), déjà étudié dans le paragraphe 3.2.4 consacré au module E/O de l’interface I. Une photodiode présente sur ce composant permet de mettre en place un asservissement en puissance. Nous associons à ce laser DFB, à faible seuil de déclenchement ($\approx 0,8V$), le driver laser de chez Maxim (MAX3668). Trois résistances externes permettent les contrôles du courant de polarisation du laser (1mA à 80mA), du courant de modulation (5mA à 75mA permettant de définir le contraste du signal optique), et du courant maximal du laser. La consommation de ce driver laser est de l’ordre de 125mW. Ses temps de montée et de descente maximaux sont respectivement de 200ps et 375ps pour passer d’un courant de modulation de 5mA à 75mA, ce qui est suffisant pour répondre aux contraintes prévues pour ce module E/O. Cependant, la commande du driver laser choisie, doit être réalisée en technique PECL³⁵ qui présente une entrée différentielle. Nous positionnons donc en entrée du driver laser un convertisseur TTL vers PECL de chez MICREL (SY100ELT22L).

Caractéristiques du module E/O

La validation du fonctionnement du module E/O nécessite une analyse des niveaux optiques et de la forme du signal émis pour différentes fréquences de modulation.

La figure 3.34 présente le dispositif expérimental et une vue schématique de l’architecture du

35. Positive Emitter-Coupled Logic

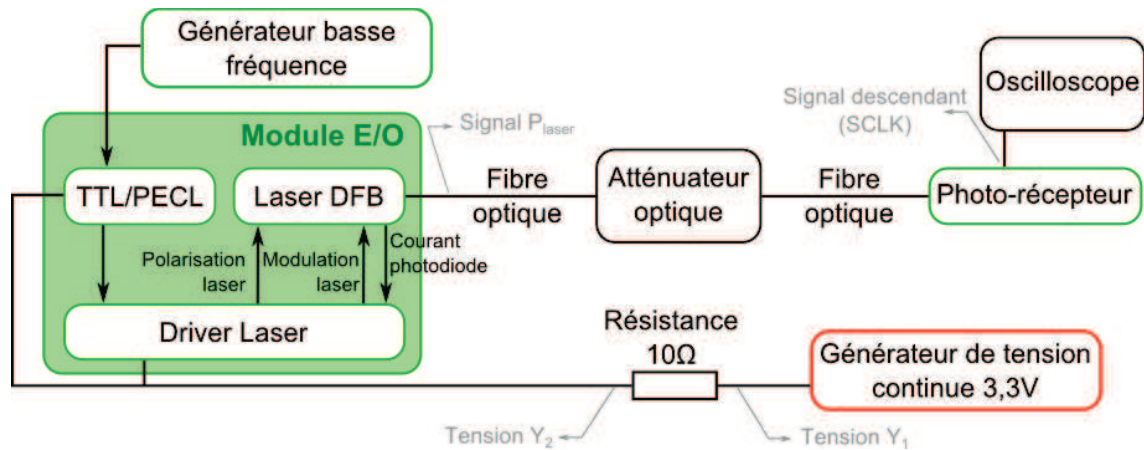


FIGURE 3.34 – Dispositif expérimental utilisé pour la caractérisation du module E/O

module E/O. Un générateur basse fréquence module le laser DFB. L'ensemble est alimenté par un générateur de tension continue de 3,3V à travers une résistance de 10Ω qui permet de mesurer la consommation du module E/O. Le signal optique est transmis à un photo-récepteur³⁶ connecté à un oscilloscope. Un atténuateur optique, positionné à l'entrée du photo-récepteur, limite la puissance optique sur ce dernier.

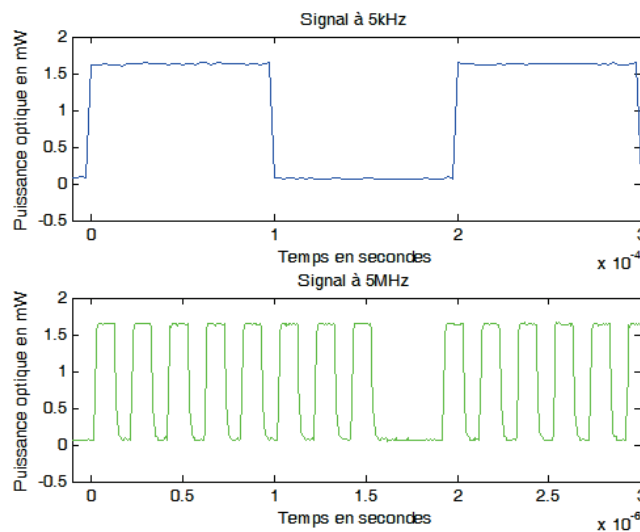


FIGURE 3.35 – Signal carré émis par le laser DFB pour des fréquences respectivement de 5kHz et 5MHz

Nous avons caractérisé le module E/O en fréquence jusqu'à 5MHz, fréquence qui correspond à la bande passante d'utilisation souhaitée. La figure 3.35 présente deux cas de capture par l'oscilloscope du signal photo-détecté : signal carré à 5kHz et 5MHz. Le niveau haut se trouve environ à 1,6mW (2dBm). Pour cette puissance, le contraste maximal obtenu avec le driver laser est de 13dB, le niveau

36. Photo-récepteur HCA-S de la société FEMTO

bas se trouve alors environ égal à 0,08mW (-11dBm). Le signal optique est donc parfaitement émis par le laser DFB dans la bande passante fréquentielle (170kHz à 5MHz) fixée par le cahier des charges.

La consommation maximale de ce module est de l'ordre de 400mW. Nous pouvons ainsi valider que le module E/O de l'interface BJ répond aux objectifs requis.

Nécessité d'un filtre optique sur le terminal

Le module E/O tel que nous l'avons développé permet de transmettre le signal optique descendant à la longueur de 1550nm avec une puissance maximale de 2dBm. Le travail de Frédéric Audo a montré qu'une rétro-diffusion de la puissance du signal montant est présente sur le module O/E du terminal à la réception du signal descendant. Cependant, ce signal rétro-diffusé est très faible par rapport au signal reçu et ne gêne pas la détection du signal optique descendant. Néanmoins, il permet d'améliorer la qualité de ce dernier.

Nous choisissons de placer un filtre accordable de la société OZ optics juste devant la photodiode du terminal. Sa bande passante est égale à 1nm et il est centré à 1550nm avec des pertes d'insertion égales à 2,0dB.

3.3.4 Module O/E

Le module O/E de l'interface BJ permet de convertir le signal optique MISO émis par le terminal en un signal électrique compatible au format TTL/CMOS.

Dans notre système, le signal optique modulé au format NRZ et émis par l'interface I à 1537nm doit être converti en un signal électrique NRZ respectant la compatibilité TTL/CMOS. La détection des niveaux logiques se fait à partir de la puissance optique incidente mesurée. Celle-ci est égale à -6,2dBm pour un niveau haut, et 0mW pour le niveau bas. L'objectif est donc de transformer la puissance optique incidente de -6,2dBm en une tension supérieure à 2V. Le débit du signal reçu n'excède pas 5Mbit/s car cela correspond au débit maximum de l'interface SPI employée dans notre configuration. Nous souhaitons que ce module soit robuste aux variations possibles de la puissance incidente. L'homogénéisation de la tension d'alimentation sur l'interface BJ nous impose une tension d'alimentation de 3,3V.

Gain de l'amplificateur transimpédance

Nous reprenons le schéma du TIA utilisé pour le module O/E du terminal³⁷. Cependant, il est nécessaire d'augmenter le gain de conversion transimpédance. En effet, le signal montant reçu sur l'interface BJ a un niveau plus faible que le signal descendant reçu sur l'interface I. De plus, la résistance de gain doit être choisie pour admettre une variation de la puissance incidente sans que cela n'altère la détection des niveaux logiques. Nous avons fixé expérimentalement cette résistance à $20\text{k}\Omega$.

Caractérisation du module O/E

Nous proposons de caractériser le module O/E de l'interface BJ en débit en suivant le même procédé que celui utilisé lors de la caractérisation du module O/E du terminal. Le procédé consiste à mesurer la réponse du module à une impulsion et à analyser les temps de montée et de descente du signal en sortie.

Le dispositif expérimental est identique à celui présenté lors de la caractérisation du module O/E du terminal sur la figure 3.12. Un signal carré de rapport cyclique variable est appliqué en entrée de la source laser. Nous observons que le temps de montée nécessaire au signal de sortie pour atteindre 2V est de 11ns (pente à $180\text{V}/\mu\text{s}$) et que son temps de descente est de 18ns (pente à $60\text{V}/\mu\text{s}$) pour atteindre 0,8V. Nous avons alors estimé le débit admissible à 48Mbit/s à partir du cas défavorable où la tension initiale est de 3,3V, le niveau logique à atteindre est de 0,8V et le coefficient de la pente négative du signal a pour valeur $60\text{V}/\mu\text{s}$. Ce débit est largement supérieur au débit maximal de 5Mbit/s prévu pour le signal des données montantes.

Pour la deuxième caractérisation, nous mesurons la plage de variation maximale de la puissance admissible sur la voie montante. Le débit du signal incident est fixé à 5Mbit/s. Lors de cette caractérisation, nous utilisons une résistance R_f de gain de plus grande valeur³⁸, égale à $37\text{k}\Omega$, qui nous permet d'établir cette caractérisation en appliquant uniquement des pertes optiques sur la liaison et donc d'éviter une amplification optique.

La figure 3.36 présente le signal dans trois configurations : lorsque l'atténuation du signal est nulle, lorsque l'atténuation est de 3dB et lorsque l'atténuation ne permet plus la détection du signal (8dB). Nous avons remarqué qu'une atténuation de 7dB permet toujours d'obtenir des niveaux de signaux détectables électriquement mais ce réglage dépend essentiellement de la capacité du

37. Cf. §3.2.3 Module O/E

38. Réglée expérimentalement de façon à obtenir un signal dont le temps bit à l'état bas est d'une durée très courte

circuit de charge. En effet, le pic sur le signal provenant de l'effet transitoire (effet visible sur la figure 3.36 (c)) du bit dépasse furtivement la tension de détection (2V), puis redescend ensuite à 1,8V. À partir des conditions fixées par les niveaux logiques TTL/CMOS et de la caractéristique présentée sur la figure 3.36, nous déduisons donc que l'atténuation maximale acceptable pour le signal incident doit être fixée à 6dB afin d'obtenir un niveau haut supérieur à 2V sur la durée du bit. Dans la configuration finale du module O/E, la résistance R_f est réglée à 20k Ω . Par calcul, nous retrouvons que la plage de variation maximale acceptable pour le signal de puissance incident est alors respectivement de +3,4dB et -2,6dB autour du point de fonctionnement (-6,2dBm).

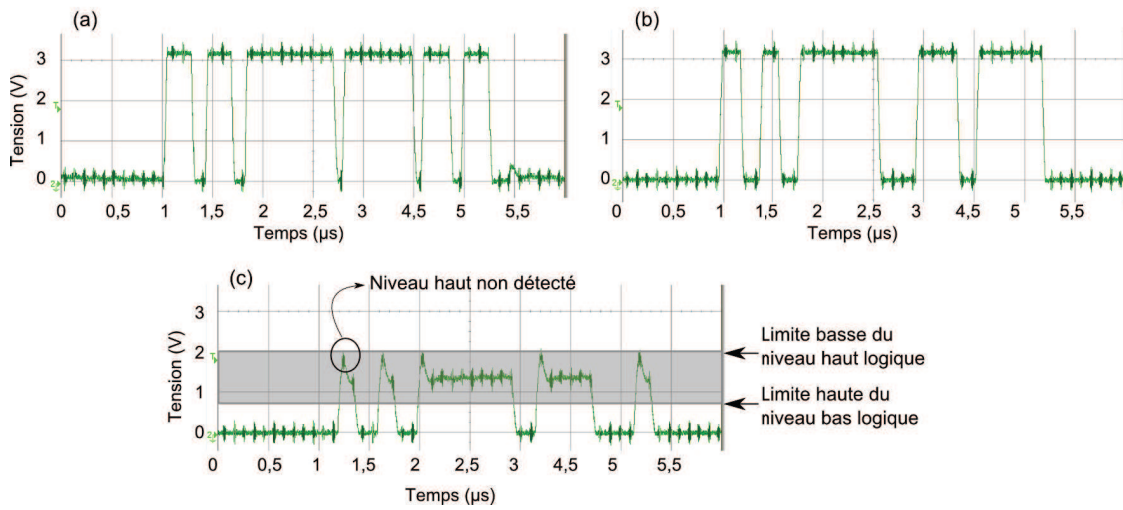


FIGURE 3.36 – Captures du signal en sortie du module O/E lorsque l'atténuation du signal optique incident est de 0dB (a), 3dB (b) et 8dB (c)

3.3.5 Microcontrôleur et FIFO

Dans cette section, nous nous intéressons aux moyens mis en œuvre pour la gestion des données issues du terminal et transmises vers la station terrestre. Nous décrivons le microcontrôleur et la FIFO présentés sur la figure 3.32. Nous insistons sur les points clés pour la programmation de ces interfaces et nous validons le fonctionnement de l'ensemble.

Microcontrôleur

Afin de gérer à la fois le protocole SPI et le protocole Ethernet avec l'observatoire de fond de mer, nous avons choisi le microcontrôleur LM3S9B96 de chez Texas Instrument. Le LM3S9B96 est un microcontrôleur basé sur un cœur ARM Cortex-M3 (32bits), comportant un oscillateur local à 16MHz qui, associé à la PLL interne permet de faire monter la fréquence de travail jusqu'à 80MHz.

Il embarque 256Ko de mémoire Flash, 96Ko de SRAM, ainsi qu'un contrôleur Ethernet gérant les couches 1 et 2 (PHY+MAC). Le kit de développement pour le LM3S9B96 propose une plateforme de développement pour des systèmes utilisant toutes les capacités offertes par ce microcontrôleur. Il fournit un ensemble riche de périphériques qui permettent un large choix d'interfaces avec le microcontrôleur (I2C, SSI³⁹ Ethernet, USB⁴⁰, CAN, EPI⁴¹, SD slot, etc) et un écran tactile. Le paramétrage et le fonctionnement du microcontrôleur (protocoles utilisés, vitesse de cadencement, calcul du retard...) sont contrôlés par un code écrit en langage C.

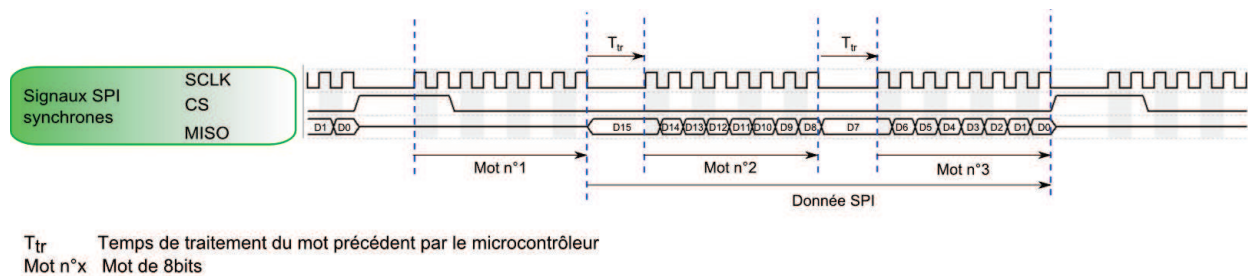


FIGURE 3.37 – Chronogramme de la communication SPI à travers l'interface SSI du microcontrôleur LM3S9B96

L'interface SSI correspond au type d'interface pouvant être utilisée par le protocole SPI. Elle est paramétrée en maître dans notre configuration afin de gérer la communication SPI. Nous avons montré dans le paragraphe 3.2.5 que la numérisation d'une donnée sur 16bits nous impose de constituer une trame de 24bits. Nous avons paramétré l'interface SSI de façon à recevoir les mots sur 8bits, choix qui permet l'optimisation de la vitesse de reconstruction de la trame SPI de 16bits utiles. La figure 3.37 présente le chronogramme des signaux de la communication SPI ainsi que l'illustration de la reconstruction du mot SPI de 16bits.

FIFO

Précédemment⁴², nous avons mis en avant que l'utilisation d'une liaison SPI sur une longue distance engendre une désynchronisation entre le signal montant et descendant. La solution proposée consiste en l'utilisation d'une mémoire FIFO, programmable par le microcontrôleur, afin d'appliquer un délai au signal montant (MISO) pour le synchroniser avec la trame descendante (cf. chapitre 2). Pour pouvoir choisir et paramétrer correctement la mémoire FIFO, nous avons établi les besoins en évaluant le retard, la longueur de la trame SPI et le temps de compensation nécessaire.

39. Synchronous Serial Interface

40. Universal Serial Bus

41. External Peripheral Interface

42. §2.4.3 Intégration de l'interface SPI dans l'extension

C'est l'interface BJ qui est en charge de la mesure et du calcul du temps de compensation à appliquer au signal MISO pour des raisons évidentes de consommation. Les mesures de temps se font à l'aide d'un compteur disponible sur le microcontrôleur LM3S9B96 de l'interface BJ. La vitesse de cadencement choisie pour le microcontrôleur est de 80MHz, ce qui est aussi la vitesse à laquelle le compteur s'incrémente. Le calcul du temps de compensation est donc réalisé par pas de 12,5ns.

La FIFO est caractérisée par sa profondeur mémoire (nombre de bits qu'elle peut contenir) et par la fréquence maximale à laquelle elle peut enregistrer les bits reçus. La profondeur de la FIFO dont nous avons besoin dépend du temps de compensation maximal applicable au signal MISO qui est, dans notre cas, la durée d'une trame SPI (cf. chapitre 2). Comme le signal SPI a une longueur de 24bits transmis à une vitesse de 5Mbit/s, la longueur minimale d'une trame SPI est donc de 24bits/(5Mbit/s) soit de 4,8 μ s. À cela, il faut rajouter un temps d'espacement T_{tr} tous les 8bits d'environ 0,4 μ s, en raison du format de la trame SPI générée par le microcontrôleur (cf. figure 3.37). La valeur maximale du temps de compensation est donc de 6 μ s. Puis, dans l'objectif de garder une précision de 12,5ns ($\frac{1}{80MHz}$), la fréquence maximale de fonctionnement de la FIFO (fréquence de sauvegarde des bits reçus) doit être supérieure à 80MHz. Dans notre configuration, la FIFO doit donc être capable d'enregistrer les bits à une fréquence de 80MHz pendant un temps maximal de 6 μ s. Ainsi, elle doit avoir une mémoire d'une longueur de $\frac{6\mu s}{12,5ns}$ soit 480bits.

Notre choix s'est tourné vers la FIFO SN74V215PAG7 de chez Texas Instrument dont la fréquence maximale de fonctionnement est de 130MHz. La longueur de ses registres séries est de 1024bits. Elle dispose également de 18 registres parallèles. Nous n'utilisons qu'un seul de ses registres. Il n'a pas été possible de trouver, au moment du développement de la ligne à retard, une FIFO ayant moins de registres parallèles avec une telle vitesse de fonctionnement (supérieure à 80MHz). Cependant, ces registres peuvent être utilisés en série afin d'augmenter la taille de la mémoire tampon [113]. Cela pourrait s'avérer utile au cas où nous souhaiterions baisser le débit du bus SPI car la longueur de la trame augmenterait et son stockage nécessiterait un emplacement mémoire plus important dans la FIFO.

Vérification du fonctionnement FIFO & microcontrôleur

L'objectif est de valider expérimentalement la bonne synchronisation du signal MISO, venant du terminal, avec la trame SPI au niveau de l'interface BJ, après l'initialisation du module. Pour cela, nous allons appliquer plusieurs retards sur le signal MISO. Nous choisissons de retarder le signal

MISO par l'utilisation de plusieurs fibres optiques de longueurs différentes. La figure 3.38 présente le dispositif expérimental utilisé.

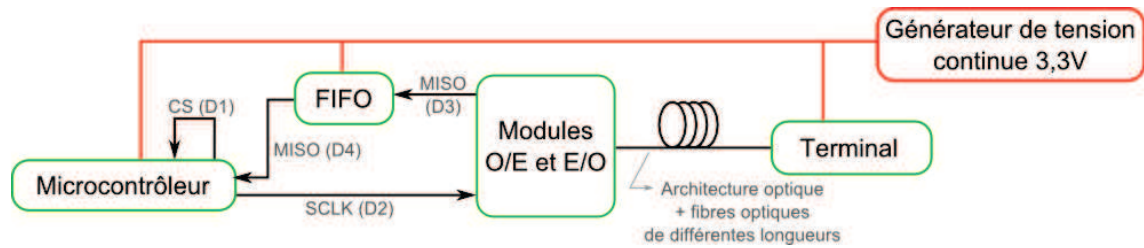


FIGURE 3.38 – Dispositif expérimental utilisé pour la vérification du fonctionnement du module FIFO et microcontrôleur

Les modules utilisés sont alimentés par un générateur de tension continue à 3,3V. Nous utilisons les modules O/E et E/O de l'interface BJ et du terminal. Le débit de l'interface SPI est fixé à 5Mbit/s. Pour établir la communication SPI avec le terminal, nous envoyons une requête Ethernet à l'interface BJ. Nous analysons ensuite les signaux présents sur l'interface BJ en vérifiant la synchronisation du signal MISO (D4) en sortie de la mémoire FIFO avec le signal SCLK (D2) sortant et le signal CS (D1) de l'interface BJ. Pour notre expérimentation, nous réglons le terminal afin qu'il transmette uniquement le signal CS qu'il génère, sur la voie montante MISO. Nous essayons deux configurations : un retard de $3,7\mu s$ (équivalent à 700m de fibre optique) et un retard de $0,3\mu s$ (équivalent à 60m de fibre optique).

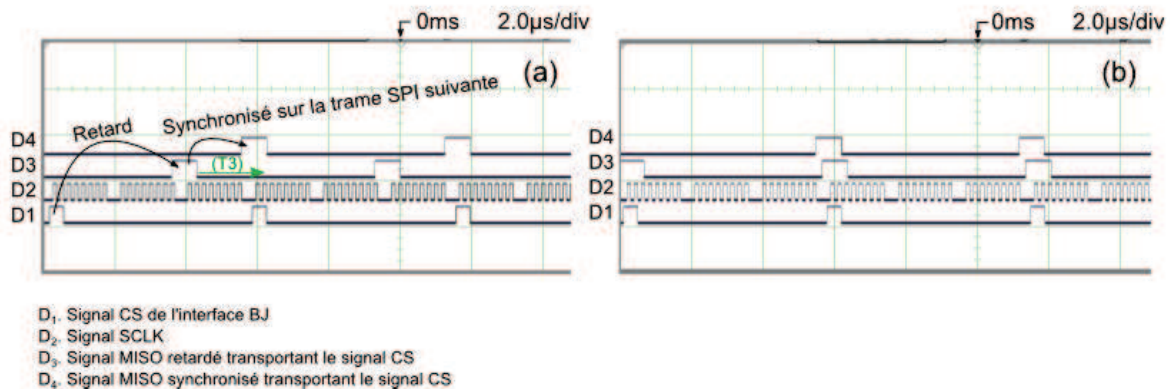


FIGURE 3.39 – Captures sur un oscilloscope numérique des signaux CS, SCLK générés par l'interface BJ et du signal MISO avant et après sa synchronisation. Les figures (a) et (b) correspondent respectivement aux cas d'un retard de $3,7\mu s$ (équivalent à 700m de fibre optique) et d'un retard de $0,3\mu s$ (équivalent à 60m de fibre optique)

La figure 3.39 illustre le bon fonctionnement de la synchronisation des signaux SPI. Nous voyons que le signal MISO (D3) arrive en retard par rapport au signal CS de l'interface BJ (D1). Le signal MISO (D3) est ensuite maintenu par la mémoire FIFO pendant le temps T3 avant d'être transmis sur

le signal MISO (D4) synchronisé avec la prochaine trame SPI. Dans les deux configurations (a) et (b), les fronts descendants des signaux CS (de l'interface BJ et celui transporté par le signal MISO) apparaissent en même temps. Nous pouvons aussi remarquer que les fronts montants apparaissent à des instants différents. Ceci est dû à la façon dont ils ont été générés et cela n'a aucune influence sur la communication. En effet, les deux signaux CS sont à l'état haut pendant les deux mêmes fronts montants du signal SCLK.

3.3.6 Bilan sur l'interface BJ

Pour conclure, nous pouvons noter le bon fonctionnement de l'ensemble : SLHP, modules de conversion O/E et E/O, microcontrôleur et FIFO qui constituent l'interface BJ. Le module O/E permet de convertir le signal optique provenant de l'interface I à 1537nm en un signal électrique ; lorsque le signal optique a un niveau haut à -6,2dBm, la tension du signal électrique en sortie est égale à 3,3V. Une variation de la puissance incidente de +3,4dB à -2,6dB autour du point de fonctionnement (-6,2dBm) reste tolérable. Le débit maximal de ce module est évalué à 48Mbit/s. Le module E/O convertit le signal SCLK variant entre 0V et 3,3V en un signal optique variant respectivement entre -11dBm et 2dBm à la longueur d'onde de 1550nm. Le microcontrôleur et la mémoire FIFO synchronisent le signal montant et la trame de la communication SPI avec une précision de 12,5ns. La synchronisation fonctionne indépendamment du débit de l'interface SPI et de la longueur de la fibre à condition que la mémoire FIFO contienne assez de mémoire pour temporiser le signal MISO en attendant la trame SPI suivante.

Le module terminal et l'interface BJ ont donc été étudiés et caractérisés. Dans la suite, nous présentons la validation expérimentale de la communication entre ces deux éléments.

3.4 Caractérisation du démonstrateur complet

Précédemment, nous avons défini l'architecture de l'extension et son protocole de communication. Pour cela, chaque élément constituant le dispositif a été validé. Ces modules sont maintenant assemblés afin de former le démonstrateur que nous caractérisons dans cette section. Pour commencer, nous allons valider le fonctionnement de l'ensemble des modules développés en inter-connectant l'interface BJ et le terminal en liaison directe (sans opto-alimentation). Puis, dans un second temps, une communication sera établie via l'architecture optique de 10km.

Pour cela, nous allons faire une requête à l'interface BJ par le biais d'un ordinateur (simulant

l'observatoire). L'interface BJ établit une communication SPI avec le terminal qui a pour but d'interroger l'instrument. Ce dernier acquiert les données. Il s'agit ici de l'échantillonnage d'une tension continue par le CAN. Ensuite, la communication SPI permet au terminal de transmettre les données vers l'interface BJ. L'information est alors encapsulée dans des trames Ethernet qu'elle transmet à l'utilisateur. L'information est ensuite extraite de ces trames par un logiciel appelé "Wireshark" et comparée à la tension continue échantillonnée par le terminal.

Une fois la communication directe validée, l'architecture optique est introduite entre l'interface BJ et le terminal. Puis, la tension continue est remplacée par différents signaux analogiques permettant une analyse plus approfondie du fonctionnement du démonstrateur. Nous concluons par une approximation du BER de la liaison entre l'interface SPI du terminal et l'ordinateur simulant l'observatoire. Puis, nous présentons les essais en bassin du premier prototype marinisable.

3.4.1 Dispositif expérimental

Le dispositif expérimental se compose de l'interface BJ, du terminal et de l'architecture optique qui fait le lien entre les deux stations (cf. figure 3.40). À la différence de l'extension raccordée à l'observatoire, le démonstrateur est relié ici à un ordinateur. Ce dernier simule un observatoire en communiquant via un protocole Ethernet.

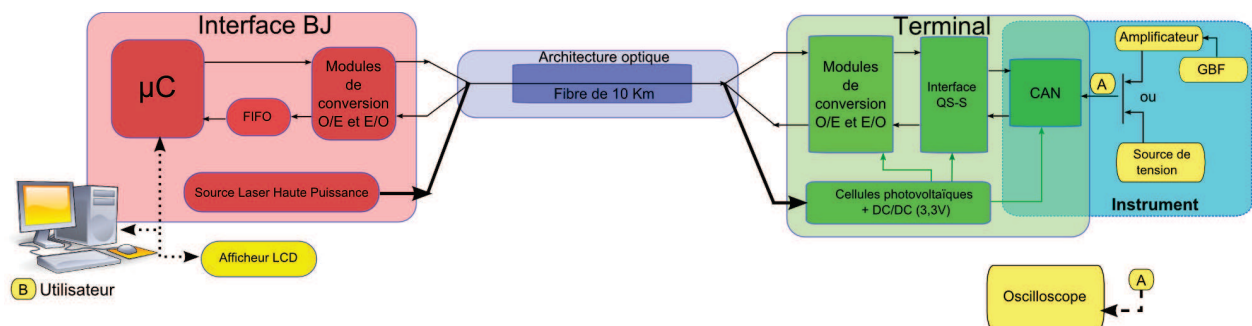


FIGURE 3.40 – Schéma du dispositif expérimental constituant le démonstrateur

Les modules qui forment l'interface BJ sont :

- Le microcontrôleur (μC) qui gère la communication SPI et la liaison avec l'observatoire principal.
- La FIFO qui est programmée par le microcontrôleur dans le but de synchroniser la donnée montante lors de la communication SPI.

- Les modules de conversion O/E (associé à un filtre optique), et de conversion E/O, respectivement pour les données descendantes (à 1550nm) et montantes (à 1537nm).
- La SLHP qui fournit l'énergie optique nécessaire à l'opto-alimentation du terminal à 1480nm.

Les modules qui composent le terminal sont :

- Le module de conversion O/E (associé à un filtre optique), et de conversion E/O, respectivement pour les données descendantes (à 1550nm) et montantes (à 1537nm).
- L'interface QS-S qui sert d'interface série entre l'instrument et l'architecture toute optique.
- Le module de conversion analogique numérique (CAN) sur lequel vient se connecter le capteur, ici simulé par une source de tension continue ou un générateur basse fréquence accompagné de l'amplificateur.
- Le module de conversion photovoltaïque qui fournit la puissance électrique sous une tension de 3,3V.

La puissance optique émise par la SLHP, fixée à 33dBm, permet de recevoir sur le terminal une puissance d'alimentation électrique de 180mW. Pour cette puissance, le bilan de liaison des données est de -3dB pour les données montantes et de -2dB pour les données descendantes. Les couples des niveaux de puissances émises pour les états logiques [haut et bas] pour les voies montante et descendante sont respectivement : [-3,2dBm et le seuil du bruit optique en sortie du circulateur (BJ)] et [2dBm et -11dBm]. Dans notre configuration, la fréquence du signal d'horloge du bus SPI est fixée à 5MHz et chaque trame SPI est composée de 24bits dont 16bits de données utiles. Cela correspond à un débit d'environ 200000 trames par seconde. Les trames SPI sont enregistrées dans une trame Ethernet et chaque trame Ethernet contient 730 trames SPI.

Les signaux caractéristiques du dispositif sont mesurés au point A (cf. figure 3.40) à l'aide d'un oscilloscope pour le terminal et au point B via le kit de développement du microcontrôleur du LM3S9B96 et son écran tactile ou via la liaison internet avec une réception sur un ordinateur qui simule l'observatoire.

3.4.2 Caractérisation de la communication SPI entre l'interface BJ et le terminal

En liaison directe

Dans ce paragraphe, nous caractérisons l'interface BJ et le terminal en liaison directe, c'est-à-dire sans l'architecture optique permettant l'opto-alimentation. L'objectif consiste à valider la

bonne communication entre les deux stations.

Dans cette configuration, sur le banc d'essai (cf. figure 3.40), le terminal est relié directement à l'interface BJ par une liaison optique composée de deux fibres d'une longueur d'environ 2m (données montantes et descendantes). De plus, le terminal n'est pas alimenté en énergie par voie optique, mais directement par une source de tension externe réglée à 3,6V (valeur obtenue en sortie des cellules photovoltaïques). Ceci permet de nous affranchir des problèmes liés à la superposition des données optiques et de la puissance sur la même fibre. L'instrument est ici remplacé par une source de tension continue. Après l'échantillonnage et la transmission directe du terminal à l'interface BJ par le biais de la liaison SPI, les données sont moyennées⁴³ et affichées sur un écran de contrôle. Les valeurs de tensions lues correspondent bien aux valeurs appliquées sur le CAN. Cependant, des fluctuations de 1mV sont observées. Nous pensons que ces fluctuations proviennent à la fois de la stabilité de la tension échantillonnée et de la tension de référence utilisée par le CAN. Ce premier test permet de valider la bonne communication entre l'interface BJ et le terminal. Par la suite, nous effectuons une analyse plus détaillée de la communication SPI et de l'échantillonnage lors de la caractérisation du démonstrateur comprenant l'interface BJ, le terminal opto-alimenté et l'architecture optique.

En opto-alimenté

Les deux stations sont maintenant connectées via l'architecture optique de l'extension (cf. figure 3.40). Ce banc d'essai est le premier démonstrateur réalisé en laboratoire. La méthode de caractérisation que nous employons ne permet pas la synchronisation des valeurs acquises par l'ordinateur avec le signal émis et échantillonné sur la partie terminal. Autrement dit, il est très difficile en raison de la structure même de l'extension de capturer un signal analogique à l'oscilloscope puis de retrouver la trame SPI équivalente. C'est pourquoi, pour permettre la comparaison entre les signaux sources et les signaux reçus par l'ordinateur, nous utilisons des signaux répétitifs déterministes. Trois types de signaux sont échantillonnés et transmis à l'interface BJ afin de vérifier la qualité des données transmises : une tension continue, un signal sinusoïdal et une rampe (issue d'un signal triangulaire). Cette caractérisation permet aussi de valider le fonctionnement général du démonstrateur. Ensuite, nous portons notre intérêt sur la transmission bit à bit en remplaçant le CAN par une interface SPI capable d'émettre une série de trames SPI connues, ceci dans le but d'estimer le taux d'erreurs binaires de la chaîne de transmission.

43. Cela consiste à moyenner les valeurs par groupe de 730 trames SPI

Dans un premier temps, une tension continue de valeur moyenne 2,07V est appliquée sur l'entrée analogique du CAN (point A sur la figure 3.40), et nous enregistrons les données reçues par l'interface BJ (point B sur la figure 3.40) après le traitement des trames SPI. Échantillonner une tension continue va permettre d'évaluer la précision et la qualité des valeurs échantillonnées. Elles ont une valeur moyenne égale à 2,0714V avec un écart type de 0,1mV. La valeur moyenne est identique au signal source et l'écart type est proche de la résolution du CAN ($46\mu\text{V}$). Nous affichons sur la figure 3.41 le relevé des valeurs contenues dans une trame Ethernet sélectionnée aléatoirement et contenant 730 trames SPI. Cette expérimentation montre la bonne transmission des trames SPI et des trames Ethernet.

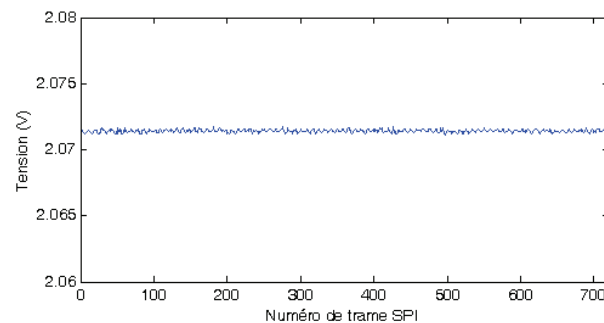


FIGURE 3.41 – Signal continu échantillonné et reçu au point B (cf. figure 3.40) par le démonstrateur en laboratoire avec un bus SPI à 5Mbit/s

Dans un second temps, nous souhaitons vérifier la réponse dynamique de l'échantillonnage de notre système ainsi que le fonctionnement pour différents débits de l'interface SPI. Pour cela, nous appliquons sur l'amplificateur, placé en entrée du CAN, un signal sinusoïdal qui varie de $\pm 40\text{mV}$ (point A). Il s'agit d'un signal similaire à celui généré habituellement par un hydrophone. Le signal est amplifié entre 0V et 3V par l'amplificateur. Pour les premières mesures, la fréquence du signal sinusoïdal est arbitrairement fixée à 700Hz qui est une valeur se trouvant dans la gamme de fréquences de l'hydrophone. Le débit de l'interface SPI est d'abord fixé à 5Mbit/s puis à 2Mbit/s. Les données extraites de la trame Ethernet sont visualisées grâce à un script sous Matlab. La figure 3.42 présente deux exemples de signaux pour les débits proposés. Une analyse qualitative montre que les signaux ne présentent pas de distorsions majeures. De plus, nous notons que la variation du débit de l'interface SPI n'influence pas la qualité des données. La bonne transmission des données a été validée pour des fréquences du signal sinusoïdal allant de 0 à 30kHz (gamme de fréquences usuelles de l'hydrophone).

Ensuite, nous appliquons sur l'entrée analogique du CAN (point A), une rampe allant de 0V

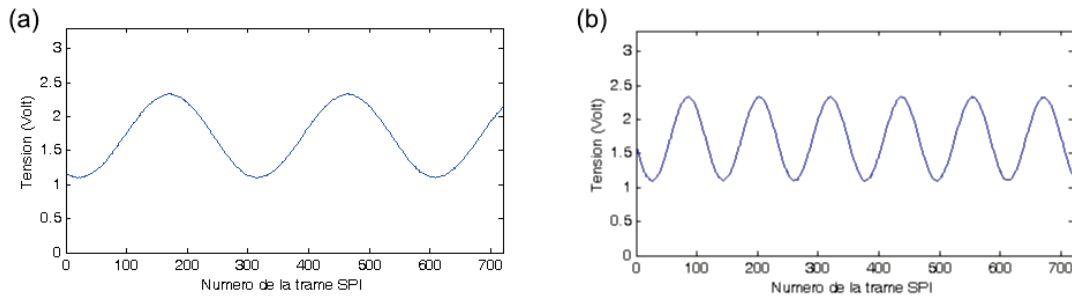


FIGURE 3.42 – Signal sinusoïdal échantillonné mesuré au point B (cf. figure 3.40) et qui a été transmis via l'interface SPI fonctionnant à 5Mbit/s (a) et à 2Mbit/s (b)

à 3V pour vérifier la linéarité des données échantillonnées par le CAN sur l'intégralité de sa plage d'entrée en tension. La rampe est issue d'un signal triangulaire dont la fréquence de répétition est choisie de manière à ce qu'une seule trame Ethernet contienne l'intégralité des valeurs d'une seule rampe. Une étude qualitative qui consiste en une vérification de la forme du tracé permet de repérer les déformations majeures de la rampe. De ce fait, il est possible de déterminer une tension critique où la valeur transmise s'éloigne de la valeur échantillonnée. La figure 3.43 présente les données reçues au niveau de l'interface BJ (point B) et le signal rampe de référence (point A). Nous constatons que la plage d'échantillonnage est bien linéaire, cependant, nous notons quelques variations qui peuvent atteindre la centaine de millivolts autour de la rampe de référence. Ces valeurs erronées peuvent provenir soit des fluctuations de la tension échantillonnée soit de la précision de la valeur du signal de référence utilisé par le CAN pour l'échantillonnage.

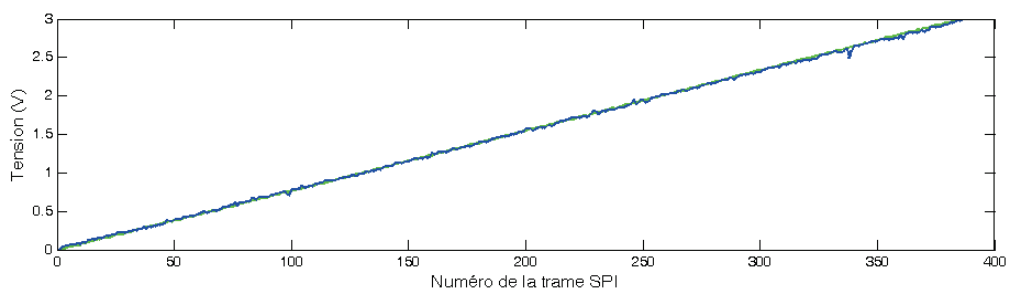


FIGURE 3.43 – Rampe échantillonnée par le démonstrateur avec un bus SPI à 5MHz

Pour conclure, le CAN est remplacé par une interface qui transmet des trames SPI connues dans l'objectif de comptabiliser le nombre d'erreurs binaires lors d'une communication entre l'interface I et l'ordinateur. Pour cela, nous comparons bit à bit les données reçues aux données envoyées. De cette manière, nous souhaitons obtenir une approximation d'un taux d'erreur binaire. Sur un total de $2,5 \cdot 10^8$ bits envoyés, aucun bit erroné n'a été reçu. Le BER approché reste donc inférieur à 10^{-6} .

3.4.3 Un pas vers la marinisation

À la suite du premier démonstrateur, un prototype a été conçu dans l'objectif d'une marinisation de l'extension. Cette étape importante pour le déploiement in-situ du système consiste à intégrer la partie terminal dans un caisson étanche et d'y connecter un hydrophone sur l'entrée capteur (amplificateur + CAN).

Prototype et banc d'essai

La duplication du démonstrateur de laboratoire effectuée à l'IFREMER a permis de réaliser un premier prototype. Sa conception a tout d'abord consisté en un travail sur la réduction de l'encombrement de la partie déportée. Cette partie déportée comprend à la fois l'architecture optique en bout de fibre et le terminal sans l'hydrophone. L'ensemble est placé dans un caisson étanche circulaire dont le diamètre intérieur est de 10cm et dont la longueur est de 52cm. La seconde étape a concerné l'étude de la mise en pression d'un pénétrateur par laquelle la fibre optique est introduite dans le caisson étanche. Cette étude menée dans le cadre d'un projet postdoctorat [114] a validé le transfert d'une énergie optique jusqu'à 4W (36dBm) par ce pénétrateur pour une pression maximale de 600 bars et a montré que les pertes d'insertion maximales atteignent 0,6dB. À la différence du démonstrateur développé en laboratoire, la fibre optique mesure ici 5km. Il est à noter que pour 5km de fibre, les paramètres optiques changent ce qui modifie le bilan de liaison pour la puissance et les données. Ceci nous a amené à ajuster la puissance reçue par les cellules photovoltaïques à la valeur de 29dBm et à modifier les gains des modules O/E de manière à retrouver les conditions expérimentales de la caractérisation du terminal.

Nous présentons sur la figure 3.44 le prototype que nous avons conçu. L'interface BJ est visible en haut à gauche (point 1 et 2). La liaison optique de 5km n'apparaît pas sur la photographie car elle est placée sous la table utilisée comme support pour le terminal (point 4) et le caisson étanche (point 3). L'hydrophone (point 5) est positionné dans le bassin d'essai acoustique à environ 0,5m de la source acoustique (point 6). Dans ce prototype, nous utilisons une version compacte de la SLHP (point 2). Celle-ci est commandée par le biais d'un ordinateur (point 7) depuis lequel sont accessibles les paramètres de la SLHP comme la mesure de température ou le contrôle de la puissance optique émise.

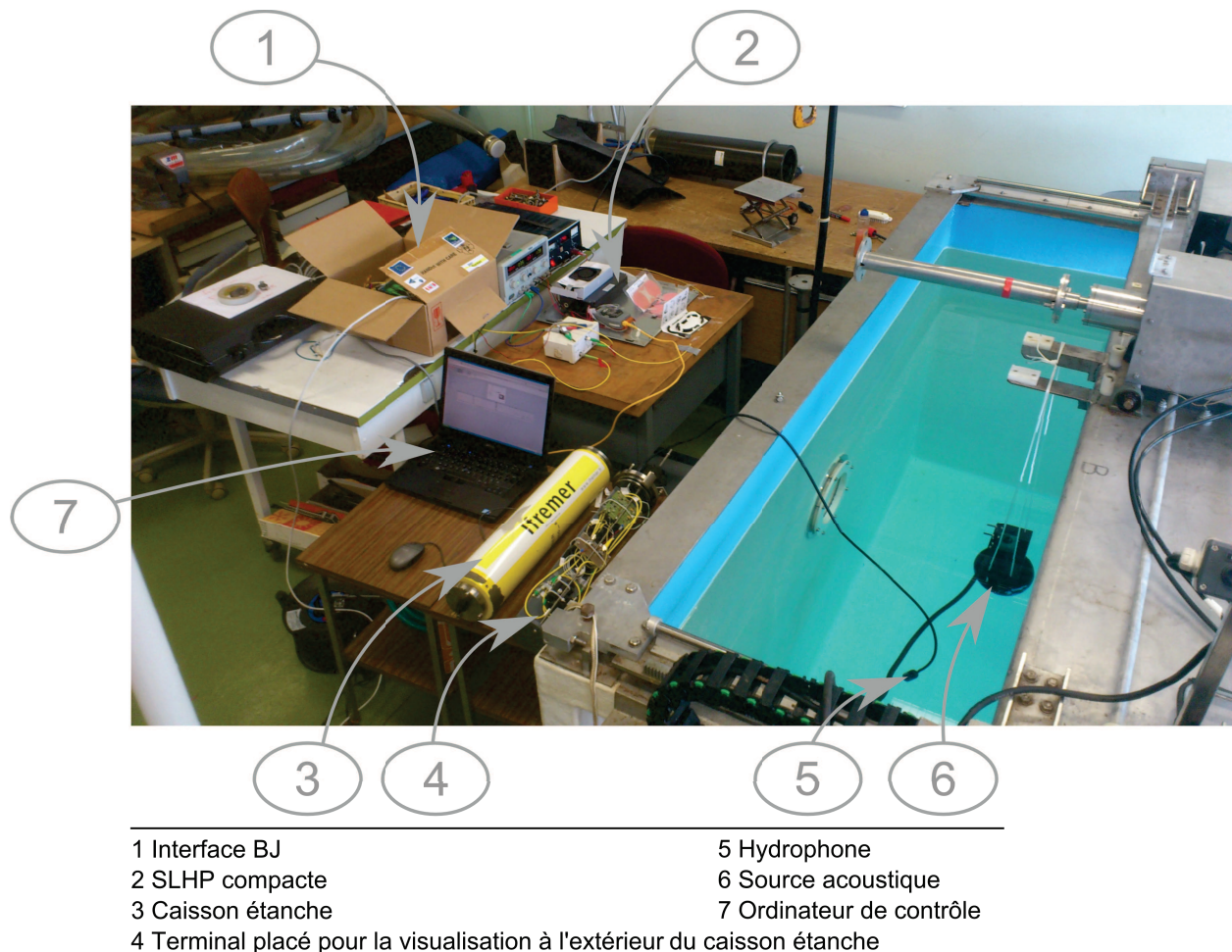


FIGURE 3.44 – Photographie du prototype près du bassin d'essai acoustique d'IFREMER

Validation du prototype marinisable

Nous souhaitons valider le bon fonctionnement du prototype. Pour ce faire, un signal est émis par une source acoustique puis mesuré par le biais d'un hydrophone connecté à l'entrée du terminal. L'interface BJ, connectée au réseau local, transmet les données collectées par le terminal à un ordinateur. Les données sont ensuite traitées et affichées à l'aide du logiciel Matlab.

L'hydrophone choisi est le HTI-99-HF de la société HIGH TECH, INC. Sa sensibilité est égale à -204dB et sa bande passante à -3dB s'étend de 2Hz à 125kHz. La source acoustique utilisée est une source ITC1007 de la société Channel Technologies Group. Cette dernière est définie par la puissance acoustique émise égale à 148,6dB ($\mu\text{Pa}/\text{V}$) à 1m et une bande passante de 20kHz. Nous émettons un signal acoustique sinusoïdal d'une fréquence de 11kHz et d'une puissance de 174,6dB à 1m afin d'obtenir une tension de 2,8Vp-p en entrée du CAN (après amplification et recentrage). Le débit de l'interface SPI est fixé à 5Mbit/s.

La figure 3.45 présente le signal de données reçu par l'ordinateur. Nous constatons que le signal

reçu a bien une fréquence de 11kHz. La tension est de 2,7Vp-p est légèrement inférieure à la tension de 2,8Vp-p. Cette différence est principalement due à l'approximation de la distance entre la source acoustique et l'hydrophone. De plus, nous notons une légère variation de cette tension crête à crête en raison des échos du signal acoustique sur les parois du bassin d'essai. L'analyse qualitative du signal reçu permet de valider le bon fonctionnement du prototype.

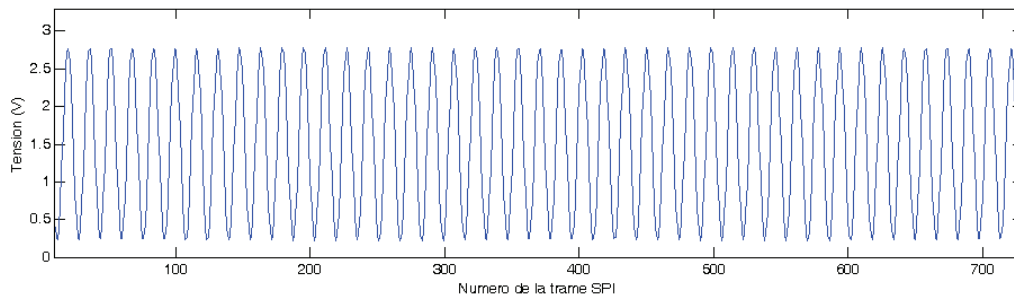


FIGURE 3.45 – Signal acoustique sinusoïdal reçu par l'ordinateur via le prototype utilisant un bus SPI fonctionnant à 5Mbit/s

3.5 Conclusion du chapitre 3

Ce chapitre avait pour but de présenter le premier démonstrateur en détaillant chacun des modules qui le composent. Pour cela, nous avons présenté le choix des composants, l'architecture et la caractérisation des différents éléments du dispositif et de l'ensemble du système.

Tout d'abord, nous avons présenté le terminal dont la consommation a été optimisée. Ce dernier a deux modes de fonctionnement : standard et initialisation. Respectivement, l'un correspond à un état d'attente ou de communication et l'autre correspond à une remise à zéro de la communication. L'état d'initialisation est déclenché à la suite d'une détection d'un défaut de communication créé, soit volontairement par l'interface BJ dans l'objectif d'initialiser le système, soit tout simplement en raison d'un défaut de transmission des données. Après avoir détaillé l'architecture du terminal, les différents modules qui le composent ont été explicités en commençant par le module d'alimentation. Conçu à partir de 4 cellules photovoltaïques et d'un convertisseur DC-DC, il offre un rendement de 22,4% pour une puissance optique incidente de 29dBm. Puis, nous avons proposé un module O/E constitué d'une photodiode et d'un TIA, et conçu avec un objectif de faible consommation. Ce module, qui délivre un signal électrique au format compatible TTL/CMOS dispose d'une bande passante de 30MHz, a une consommation de 14mW et cela en acceptant une tolérance sur la puissance optique du signal incident de ± 4 dB. Ensuite, une comparaison entre deux sources optiques, un VC-

SEL et un laser DFB, accompagnés de leur driver, a été présentée dans le but de choisir le composant E/O répondant au mieux aux objectifs du terminal. À la suite des caractérisations en température, en puissance émise, en longueur d'onde et en consommation, notre choix s'est tourné vers le VCSEL qui nécessite une simple porte logique comme driver, mais qui en contrepartie présente des variations en longueur d'onde importantes. Le module O/E conçu à partir du VCSEL consomme 21,4mW pour une puissance émise de -3,2dBm. Sa bande passante est supérieure aux 5Mbit/s requis. Le dernier module du terminal présenté, est l'interface QS-S accompagné de l'instrument. L'interface QS-S est composée d'un microcontrôleur MSP430 et d'un multiplexeur ; l'instrument est constitué d'un CAN (résolution 16bits), d'un amplificateur et d'un hydrophone. L'ensemble consomme 40mW. Le fonctionnement de l'ensemble du terminal a été validé en analysant les signaux optiques incidents et générés par ce module pour différents débits de l'interface SPI. La consommation du terminal atteint 65,8mW pour une fréquence du signal SCLK de 5MHz (débit à 5Mbit/s).

Dans un second temps, nous nous sommes intéressés au développement de l'interface BJ. Nous avons présenté son architecture puis introduit la SLHP qui fournit l'énergie optique d'alimentation pour le terminal. Le module E/O de l'interface BJ, dédié aux données, a été développé à partir d'un driver laser disponible sur le marché et d'un laser DFB. La priorité était donnée à la qualité du signal optique reçu sur le terminal, en terme de stabilité en longueur d'onde et en puissance. C'est pourquoi nous avons choisi un émetteur asservi en puissance, ceci au détriment d'une consommation électrique plus importante ce qui n'est pas un élément critique dans le développement de l'interface BJ. La consommation du module E/O est d'environ 400mW, largement supérieure bien entendu à celle du module E/O développé pour le terminal. Le signal optique émis a respectivement pour un niveau haut et bas, une puissance optique de 2dBm et de -11dBm. Pour le module O/E, nous avons repris celui développé pour le terminal en augmentant le gain de conversion transimpédance. Son débit maximal peut atteindre 48Mbit/s. Il a une tolérance sur la puissance optique incidente de +3,4dB et -2,6dB. Nous avons choisi pour la gestion des données le microcontrôleur LM3S9B96 (ARM cortex-M3) disposant d'interfaces SPI, Ethernet et aussi EPI. Cette dernière interface est utilisée pour programmer la mémoire FIFO permettant de synchroniser les données montantes et descendantes. Cette mémoire FIFO a une profondeur de 1024bits et fonctionne à une fréquence de 80MHz, ce qui permet d'obtenir une précision de 12,5ns pour la synchronisation.

Après avoir validé le fonctionnement de l'interface BJ, nous avons présenté la caractérisation du premier démonstrateur dans deux configurations. La première est la validation de la communication

entre le terminal et l'interface BJ quand les voies de données empruntent chacune une fibre et que le terminal est alimenté par une source de tension externe au système. La deuxième configuration comprend l'architecture optique. La puissance et les données partagent la même fibre optique. Le terminal est opto-alimenté et nous avons présenté des tests de communication. Ils consistent en l'acquisition d'un signal analogique provenant d'une source de tension ou d'un GBF. L'information est récupérée par le démonstrateur puis est transmise à un ordinateur par une interface Ethernet. Plusieurs types de signaux ont été capturés (tension continue, signal sinusoïdal et rampe) et ont permis d'évaluer la qualité des données acquises par le démonstrateur. Nous avons conclu la caractérisation du démonstrateur par un test de transmission de trames SPI connues afin de vérifier bit à bit, le nombre d'erreurs et approcher ainsi un BER inférieur à 10^{-6} . Les résultats obtenus par le démonstrateur sont très satisfaisants et répondent largement au cahier des charges.

À la fin de ce chapitre, nous avons présenté le premier prototype marinisable équipé d'un hydrophone. En utilisant ce capteur, nous avons capté une onde acoustique émise dans un bassin d'essai à l'IFREMER. Le signal obtenu a permis de valider le bon fonctionnement du prototype.

Chapitre 4

Vers une solution plus générique

Sommaire

4.1	Introduction du chapitre 4	160
4.2	Choix de l'architecture du nouveau système	161
4.2.1	Choix de la technologie	162
4.3	Description du fonctionnement	164
4.3.1	Codeur, décodeur Manchester et récupération d'un signal d'horloge	164
4.3.2	Multiplexage et démultiplexage synchrones	167
4.4	Programmation du FPGA par le biais du langage VHDL	170
4.4.1	Environnement de développement du FPGA IGLOO	171
4.4.2	Points critiques et solutions apportées lors du développement du code VHDL	171
4.5	Simulation	173
4.5.1	Dispositif expérimental	173
4.5.2	Simulation des différents modules du système	174
4.5.3	Conclusion	179
4.6	Résultats expérimentaux	180
4.6.1	Dispositif expérimental	180
4.6.2	Résultats	181
4.7	Conclusion du chapitre 4	181

4.1 Introduction du chapitre 4

Dans le but d'augmenter le nombre d'instruments compatibles avec notre extension, nous avons dirigé nos recherches vers une solution plus générique. Pour ce faire, nous proposons un nouveau système qui permet l'utilisation d'une interface SPI 4-fils. La seule différence entre cette interface et le SPI 3-fils réside dans la possibilité d'envoyer des informations à l'instrument par un quatrième signal dénommé "MOSI". Ce signal peut par exemple être utilisé pour transmettre une commande qui viendrait définir la sensibilité d'écoute de l'hydrophone.

Dans ce chapitre, nous présentons une solution permettant d'utiliser le protocole SPI 4-fils sans avoir besoin de modifier l'architecture optique de l'extension développée dans le cadre de la thèse de F. Audo [1]. Cette solution doit respecter les objectifs fixés précédemment dans le cadre du développement de l'extension câblée optique tout en mettant en œuvre le SPI 4-fils. Nous rappelons que ces objectifs consistent principalement à :

- avoir une interface SPI, dont le bus de données est capable de fonctionner à 5 Mbits/s ;
- avoir une consommation de l'interface I inférieure à 180mW ;
- utiliser une voie optique pour les données montantes (MISO) et une voie optique pour les données descendantes (signaux SCLK, CS et MOSI).

Pour répondre à ce cahier des charges, deux points principaux doivent être résolus :

- Comment transmettre les trois signaux descendants (SCLK, CS, MOSI) de l'interface SPI 4-fils en n'utilisant qu'une seule voie optique ?
- Comment implémenter une liaison SPI 4-fils dans notre système sans dépasser la consommation maximale de l'interface I autorisée ?

Afin de répondre à ces questions, nous proposons une première approche qui s'appuie sur la technologie FPGA. Nous développons une méthode qui consiste à multiplexer électroniquement les signaux de la voie descendante avant leur transmission par voie optique. Ensuite, un codage numérique du type Manchester est utilisé afin de transmettre un signal de synchronisation à l'interface I qui servira au démultiplexage synchrone. La particularité de ce système est l'absence d'oscillateur au niveau de l'interface I, oscillateur qui est généralement employé pour la création d'un signal d'horloge, lui même utilisé pour la lecture du signal de données. Dans ce dernier cas, les deux signaux d'horloge présents l'un sur l'interface I et l'autre sur l'interface BJ seraient alors asynchrones et ainsi l'utilisation d'un système de synchronisation serait nécessaire ce qui aurait pour conséquence d'augmenter la consommation de l'interface I.

4.2 Choix de l'architecture du nouveau système

L'architecture du nouveau système doit remplir deux fonctions. La première est le multiplexage synchrone des trois signaux MOSI, CS et SCLK, du bus SPI 4-fils, afin de pouvoir les transmettre sur une seule voie optique. La deuxième fonction est de transmettre un signal d'horloge de synchronisation permettant le démultiplexage synchrone du signal optique descendant. Si l'interface I disposait de son propre signal d'horloge, celui-ci devrait être parfaitement identique au signal d'horloge de synchronisation de l'interface BJ. Or, il est impossible d'avoir deux signaux d'horloge identiques s'ils viennent de sources différentes. La solution couramment utilisée est la synchronisation des deux signaux d'horloge grâce aux données reçues à l'aide soit d'une PLL¹, d'une DLL², ou d'une DCR³ [115], mais celles-ci sont généralement gourmandes en énergie lors de l'utilisation de composants standards. Cependant, une conception microélectronique d'un composant spécifique peut permettre de réduire fortement la consommation [116]. Une autre solution proposée par l'Institut de Microélectronique de Singapour consiste à reconstituer le signal d'horloge à partir d'un signal de données codé numériquement avec un code Manchester, mais cela implique d'avoir une fréquence du signal d'horloge local 15 fois supérieure à celle du signal d'horloge utilisé lors du codage [117] et donc une augmentation de la consommation. Dans l'optique de développer un système à faible consommation avec des composants standards, les solutions existantes ne sont donc pas appropriées. Nous avons donc choisi de développer notre propre système.

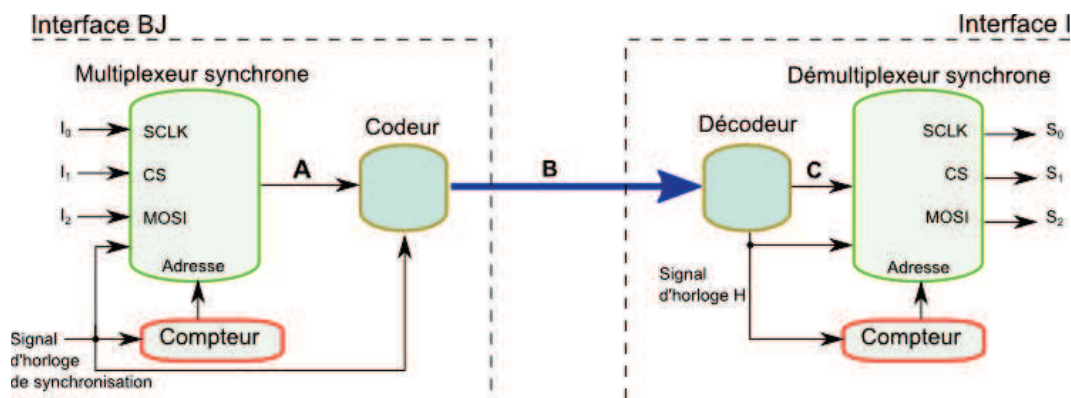


FIGURE 4.1 – Architecture de la voie descendante du nouveau système développé pour mettre en œuvre l'interface SPI 4-fils

La figure 4.1 présente l'architecture que nous proposons pour la mise en place d'une communi-

1. Phase Locked Loop
 2. Delay Locked Loop
 3. Data Clock Recovery repose sur l'utilisation d'un signal reçu pour y retrouver le signal d'horloge ayant servi à le générer (l'écrire). Cela permet ainsi de synchroniser le signal d'horloge localement situé sur le récepteur afin de lire le signal reçu.

cation utilisant une interface SPI 4-fils. Les trois signaux descendant du bus SPI sont multiplexés dans un seul signal “A” NRZ. Le signal de sortie “A” prend la valeur des signaux SCLK (entrée 0), CS (entrée 1) et MOSI (entrée 2) en fonction de la valeur de l’adresse. Cette dernière est fournie par un compteur dont la sortie vaut successivement les valeurs 0, 1, 2, 0, 1, 2 etc. La fréquence d’incrémement du compteur est donnée par un signal d’horloge de synchronisation. Ensuite, un codeur Manchester vient inscrire, dans le signal multiplexé “A”, le signal d’horloge de synchronisation qui a servi au multiplexage synchrone. Ce signal de synchronisation est indispensable pour pouvoir démultiplexer le signal “B” reçu par l’interface I. Ce signal “B” passe dans un décodeur afin d’en extraire le signal d’horloge de synchronisation, sans utiliser de signal d’horloge ou d’oscillateur local, et de transformer le signal portant le code Manchester en un signal NRZ “C”. Le signal d’horloge extrait cadence ensuite un compteur qui permet le démultiplexage synchrone du signal “C” et ainsi de récupérer les signaux SCLK, CS et MOSI de la liaison SPI 4-fils.

Dans le système final, le signal “B” sera le signal optique descendant, ce qui nécessite l’ajout d’un module O/E et d’un module E/O, respectivement sur les interfaces I et BJ. Cependant, pour une première approche, nous choisissons de développer cette solution dans le domaine purement électronique ; ceci permettant d’éliminer les contraintes provenant de la conversion O/E et E/O.

4.2.1 Choix de la technologie

Pour réaliser le système proposé, plusieurs choix technologiques sont possibles. Nous pouvons citer tout d’abord les microcontrôleurs qui sont généralement utilisés dans des applications nécessitant du calcul. Ils sont composés de circuits pré-existants comme des PLLs, des mémoires, des CPU⁴, des périphériques, etc. Grâce à ces circuits pré-faits, le temps de développement d’un système est réduit. Malheureusement, à cause d’une architecture déjà prédéfinie, ces circuits se trouvent être souvent surdimensionnés devant les besoins de l’application. De plus, le programme s’exécute en logique séquentielle, ce qui augmente son temps d’exécution. Par ailleurs, nous pouvons mentionner la technologie ASIC dont le routage interne et le contenu est personnalisable, ce qui permet d’atteindre des temps très rapides d’exécution du programme et aussi de bénéficier d’une consommation optimisée. Les inconvénients majeurs de cette technologie résident dans le temps de développement, le coût de production ainsi que dans l’impossibilité de modifier le composant après sa fabrication (non-programmable). Enfin, la dernière technologie que nous pouvons citer concerne

4. Central Processing Unit

les circuits de logique programmable. Ces circuits se composent de blocs de logique combinatoire interconnectables⁵. Il existe plusieurs types de technologie employés pour concevoir ces interconnexions et qui offrent alors des caractéristiques différentes (p. ex. volatile, reprogrammable). Les avantages du circuit de logique programmable par rapport au microcontrôleur sont une possibilité d'exécution en parallèle du programme, un circuit dont la taille est optimisée et une plus grande flexibilité sur le routage interne des fonctions utilisées. Le tout offre une exécution du programme plus rapide qu'avec un microcontrôleur. En contrepartie, cela implique un temps de développement logiciel plus long. Cependant, celui-ci reste généralement plus rapide que celui nécessaire pour les composants ASIC. De plus, les circuits de logique programmable ont un prix bien plus abordable que les circuits ASIC qui ne deviennent économiquement rentables que lorsqu'ils sont produits en grande quantité.

Au vu des fonctions numériques que nous souhaitons implémenter pour réaliser la voie descendante de notre système utilisant une liaison SPI 4-fils, notre choix s'est tourné vers la technologie des circuits de logique programmable. En effet, l'architecture présentée précédemment (cf. figure 4.1) se compose de fonctions réalisables à partir d'éléments logiques (portes ET et OU, FlipFlop, etc.). Plusieurs familles de circuits logiques programmables sont disponibles (p. ex. PAL⁶, CPLD⁷, FPGA etc.)

Dans le but de disposer d'un grand nombre d'éléments logiques pour permettre le développement de notre système avec le minimum de contraintes en termes d'espace et de rapidité, nous avons opté pour la technologie FPGA. De nombreuses compagnies proposent des FPGA dont les plus grandes sont Microsemi, Xilinx, Altera. Parmi ces entreprises, Microsemi met en avant la faible consommation d'une famille de FPGA nommée IGLOO. La consommation électrique étant un facteur clef du développement de notre système, nous avons choisi de travailler sur la carte de développement du FPGA IGLOO NANO qui est le moins consommant de la famille des FPGA IGLOO.

5. portes ET et OU qui sont reliés par des matrices de mémoire qui permettent l'interconnexion des portes logiques entre elles afin de réaliser des fonctions de logique combinatoire

6. Programmable Array Logic

7. Complex Programmable Logic Device

4.3 Description du fonctionnement

L'architecture présentée figure 4.1 doit transmettre les 3 signaux SPI descendants (MOSI, CS, SCLK) par l'intermédiaire d'une seule voie optique. Pour cela, les signaux subissent plusieurs modifications afin d'être reconstitués au niveau du terminal, les étapes sont les suivantes :

1. Multiplexage synchrone temporel des signaux à transmettre.
2. Encodage du signal d'horloge de synchronisation dans le signal multiplexé.
3. Décodage du signal multiplexé pour récupérer le signal d'horloge de synchronisation et le signal multiplexé lui même.
4. Démultiplexage synchrone afin de récupérer les signaux originaux.

Dans la suite de cette section, le fonctionnement de chaque bloc du système est décrit. Nous commençons par présenter le codage et le décodage Manchester du signal. Nous proposons une méthode pour récupérer le signal d'horloge de synchronisation qui n'utilise aucun signal d'horloge ou d'oscillateur au niveau de la réception. Ensuite, nous présentons le multiplexage synchrone et le démultiplexage synchrone des signaux SPI descendants qui requièrent une attention particulière sur l'ordre de traitement des signaux.

4.3.1 Codeur, décodeur Manchester et récupération d'un signal d'horloge

Le codage Manchester est souvent utilisé en communications numériques car il est auto-porteur du signal d'horloge. Le code Manchester offre l'avantage d'obtenir un nombre important de transitions contrairement aux signaux NRZ ou RZ qui peuvent être constitués d'une série de zéros ou de uns. Grâce à ses transitions régulières, les informations sur le signal d'horloge utilisé pour le codage sont constamment présentes. Cela est très utile afin de synchroniser un signal d'horloge présent sur le récepteur avec le signal de données reçu pour la lecture de ces données. Dans notre application, les données ont dû être multiplexées afin d'être transmises sur une seule voie optique. Le signal d'horloge servant au démultiplexage synchrone doit être synchronisé sur le signal ayant servi au multiplexage synchrone. Nous allons montrer dans ce paragraphe comment le signal d'horloge de synchronisation est encodé dans les données multiplexées et comment sa récupération est réalisée lors de la réception.

Codeur Manchester

Le signal “A” NRZ (cf. figure 4.1) doit être codé au format Manchester afin de contenir un nombre de transitions suffisant pour la création d’un signal d’horloge au niveau de l’interface I. Le codage Manchester consiste à coder une valeur logique par une transition. Lorsque le signal “A” a un niveau logique haut = 1, alors il est traduit par un changement d’état du niveau haut vers le niveau bas. Inversement, lorsque le signal “A” a un niveau logique bas = 0, alors il est codé par une transition montante (cf. figure 4.2). Le codage du niveau logique des données par des transitions fait apparaître dans certains cas des transitions que nous appellerons “transitions non-périodiques”. Les transitions non-périodiques apparaissent entre les temps bits dans les deux cas suivants : une suite de zéros ou une suite de uns. Sur la figure 4.2, les transitions périodiques sont illustrées par des flèches grasses et les transitions non-périodiques par des traits fins.

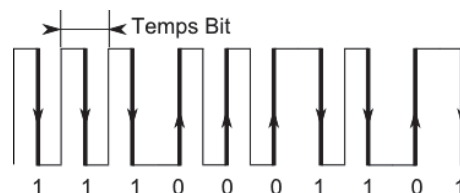


FIGURE 4.2 – Illustration du codage Manchester d’un signal numérique

Dans notre application, nous souhaitons transmettre le signal d’horloge de synchronisation qui a servi au multiplexage synchrone des données. Ainsi, à chaque front montant du signal d’horloge, les données NRZ sont codées avec le code Manchester pour donner le signal “B” (cf. figure 4.1). Nous retrouvons ensuite le signal d’horloge de synchronisation en récupérant la périodicité des transitions périodiques du signal “B”.

Récupération du signal d’horloge de synchronisation et décodage

Le signal “B” contient les informations sur le signal d’horloge de synchronisation nécessaire au :

- transcodage du signal Manchester en un signal NRZ ;
- démultiplexage synchrone du signal NRZ afin de retrouver les signaux de la liaison SPI.

La détection des fronts montants et descendants du signal “B” permettrait de recréer le signal d’horloge de synchronisation à condition que seuls les fronts périodiques soient détectés. Prenons le cas où, dès le premier front d’un signal Manchester qui arrive sur le décodeur, chaque front est détecté et engendre un changement d’état du signal de sortie “H” (cf. figure 4.3 (a)). Le signal “H” prend alors les valeurs du signal “B”, ce qui n’a pas grand intérêt. Pour retrouver le signal d’horloge, la méthode

proposée consiste à mettre en veille la détection pendant un temps “Tr” après un changement d’état du signal “H”, c’est-à-dire, après la détection d’un front du signal “B” (cf. figure 4.3 (b)). Ce temps est équivalent à une valeur comprise entre $1/2$ période et 1 période d’horloge du signal de codage. Si le premier front détecté correspond à une transition non-périodique, alors il faut attendre la suite consécutive de deux transitions périodiques pour obtenir un signal “H” périodique. Après quoi, toutes les transitions non-périodiques ne sont plus détectées car elles arrivent pendant le temps de veille du détecteur de front.

La figure 4.4 présente les signaux “A”, “B” et “H” ainsi que le signal d’horloge de synchronisation utilisé pour le multiplexage synchrone et le codage Manchester. Le signal “A” NRZ est codé en un signal “B” Manchester sur les fronts montants du signal d’horloge. Le signal “B” arrive sur le décodeur. La première transition détectée est non-périodique (cf. figure 4.4). Les transitions périodiques sont ignorées jusqu’à obtenir deux transitions périodiques consécutives. Ensuite le signal “H” reste périodique indépendamment de la valeur du signal “A”. Cette étape de calage faite grâce à la suite consécutive de deux transitions périodiques montre qu’une initialisation du décodeur est nécessaire. Celle-ci est effectuée par la transmission d’un état logique haut suivie d’un état logique bas du signal “A”. À la fin de cette étape, nous obtenons un signal “H” périodique dont les fronts (descendants et montants) sont synchrones par rapport aux fronts montants du signal d’horloge de synchronisation.

Le signal “B” arrive directement sur le bloc “Manchester vers NRZ”. Le signal d’horloge “H” permet de le transcoder en un signal “C” NRZ (cf. figure 4.3 (c)). Nous pouvons noter que le signal d’horloge de synchronisation est deux fois plus rapide que le signal “H”. Pour compenser ce facteur deux sur la fréquence, le codage se fait sur des fronts montants au niveau de l’émission et le décodage se fait à la fois sur les fronts montants et descendants du signal “H” au niveau de la réception.

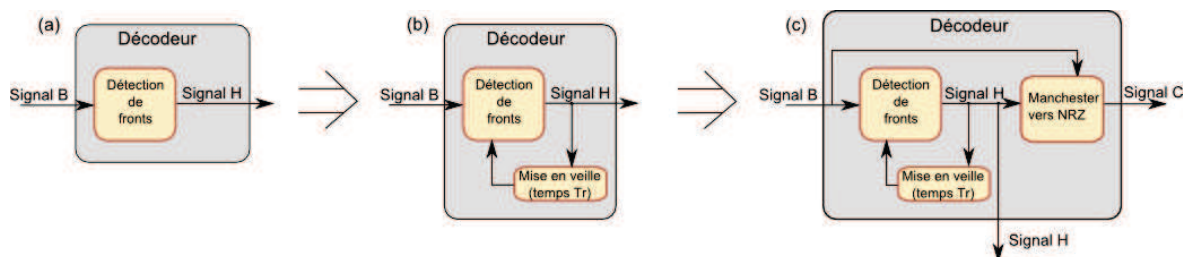


FIGURE 4.3 – Détecteur de fronts du signal d’horloge et décodage du signal “B”. Les figures (a), (b) et (c) illustrent la logique employée pour remplir ces fonctions.

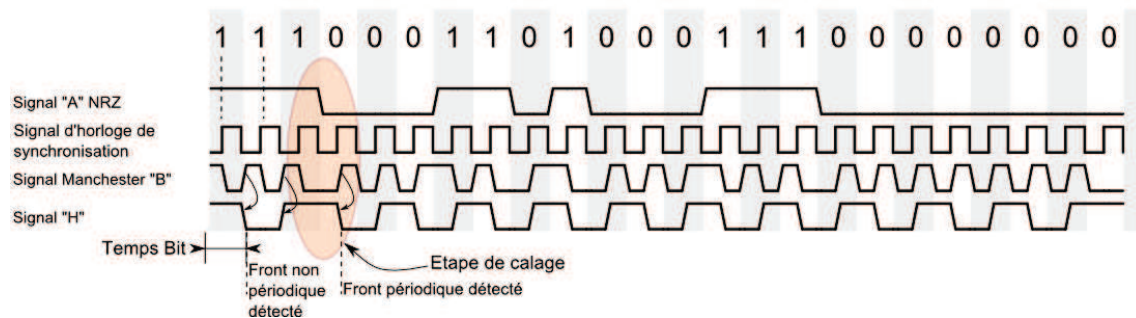


FIGURE 4.4 – Chronogrammes des signaux “A” “B” et “H” et du signal d’horloge de synchronisation utilisé pour le multiplexage synchrone et le codage Manchester. Le signal “H” correspond au signal d’horloge H extrait du signal Manchester (cf. figure 4.1)

Une fois le signal d’horloge “H” récupéré, le signal “B” Manchester peut être décodé en un signal “C” NRZ. Le principe du décodage consiste à lire le niveau logique du signal Manchester après une transition périodique et de prendre son complément. Prenons l’exemple d’un signal Manchester présentant un front montant (valeur du bit=0), après ce front montant, le niveau logique est 1. Le complément donne bien 0 qui est la valeur de la donnée encodée. Ce principe fonctionne aussi si le décodage s’effectue sur le niveau logique précédent la transition périodique, dans ce cas il ne faut plus complémenter le résultat. Nous avons fait le choix de regarder après la transition périodique. En effet, le signal “H” d’horloge est légèrement déphasé (en retard) par rapport au signal “B”. Ce retard vient du temps pris par le traitement effectué sur le signal “B” pour extraire le signal “H”.

4.3.2 Multiplexage et démultiplexage synchrones

L’objectif du multiplexage synchrone est de rassembler les trois signaux descendants de la liaison SPI 4-fils (MOSI, CS, SCLK) en un seul signal puisque le système ne dispose que d’un seul signal descendant dans son architecture optique. Le signal multiplexé à l’émission est ensuite démultiplexé à la réception.

Multiplexage synchrone

Le multiplexage synchrone des signaux est effectué par un bloc logique que nous appelons “MUX”. Du fait que les signaux d’entrées SCLK, CS et MISO sont asynchrones par rapport au signal d’horloge de synchronisation et que nous souhaitons obtenir un système synchrone, nous avons choisi d’utiliser un multiplexeur synchrone. Son rôle est d’attribuer au signal de sortie “A” (cf. figure 4.1) la valeur des signaux d’entrée (SCLK, CS, MOSI) et cela à tour de rôle. Le signal “A” prend la valeur d’une des trois entrées à chaque front montant du signal d’horloge de synchronisation et le choix

de l'entrée est fonction du signal d'adresse. C'est un compteur cadencé par le signal d'horloge de synchronisation qui commande l'adresse du "MUX". Ainsi, la valeur du compteur change à chaque front montant du signal d'horloge de synchronisation. Un point clef et évident dans le multiplexage synchrone de signaux est d'avoir une fréquence du signal d'adresse assez élevée pour prendre en compte les changements des signaux d'entrée. Le compteur décrit un cycle complet de comptage au bout de trois périodes d'horloge du signal d'horloge de synchronisation. Ainsi, la fréquence du signal d'horloge de synchronisation doit donc être au moins 6 fois supérieure à la fréquence du signal multiplexé le plus rapide qui aura deux états logiques pendant sa période.

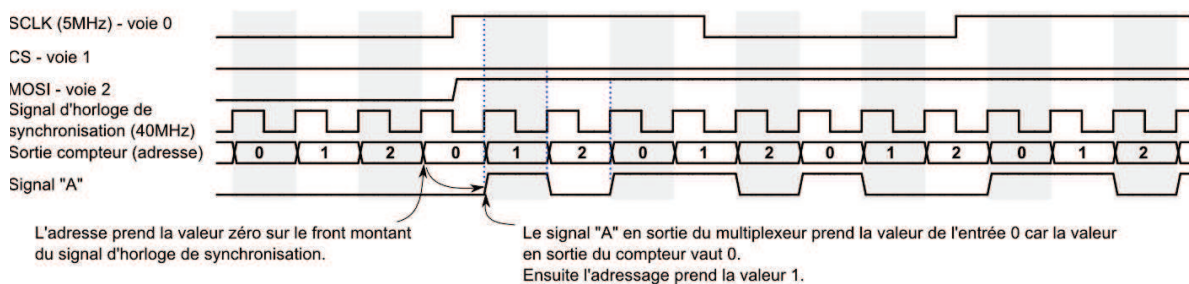


FIGURE 4.5 – Chronogramme du multiplexage synchrone des signaux descendants du bus SPI vers le signal "A"

La figure 4.5 présente le chronogramme du multiplexage synchrone des signaux du bus SPI en un seul signal "A". Nous choisissons une fréquence de l'horloge de synchronisation 8 fois supérieure à celle du signal le plus rapide de la communication SPI, c'est-à-dire le signal SCLK, afin d'avoir une marge confortable par rapport à la valeur limite de la fréquence du multiplexage synchrone, ce qui nous assure d'avoir au minimum 3 à 4 fronts du signal d'horloge pendant un temps bit.

Démultiplexage synchrone

Nous appelons le module de démultiplexage synchrone : "DEMUX". Le schéma de principe du démultiplexeur synchrone est présenté sur la figure 4.6. Le signal "H" est distribué au compteur, pour incrémenter l'adresse du "DEMUX", et à un contrôleur, décrit par la suite, afin de lire les bits du signal "C". Les sorties du module "DEMUX" prennent tour à tour la valeur du signal d'entrée "C", en fonction de l'adresse, sur les fronts montants et descendants du signal "H".

Il était annoncé que l'ordre dans lequel les signaux sont démultiplexés a une importance. En effet, les sorties du "DEMUX" sont connectées à une interface qui a des broches dédiées pour chaque signal. L'adresse à la réception doit être synchrone avec l'adresse de l'émission afin d'attribuer les

bons signaux aux bonnes voies. Il faut donc élaborer une méthode afin de synchroniser ces deux adresses. Pour répondre à ce problème, nous proposons de commencer à incrémenter l'adresse à la réception après avoir reçu un signal de synchronisation envoyé par l'émetteur. Cette solution nécessite de regarder les signaux multiplexés, ici ce sont les signaux de l'interface SPI. Dans le chapitre II, nous avons décrit les signaux de l'interface SPI. Nous rappelons deux points importants concernant le signal SCLK : premièrement, ce signal est utilisé afin de lire et de transmettre les bits de données (sur les signaux MISO/MOSI et CS) ; ensuite, contrairement aux signaux de données d'une communication SPI, le signal SCLK passe par un état logique haut quelle que soit l'information transmise. Cette différence est très intéressante pour différencier le signal SCLK des autres signaux. Nous choisissons d'utiliser le niveau logique haut de ce signal pour détecter le début d'une communication SPI et initialiser la valeur de l'adresse à la réception afin de synchroniser cette dernière avec l'adresse à l'émission. Nous programmons cette méthode dans un module appelé "Contrôleur" (cf. figure 4.6) et dont le fonctionnement est donné par l'algorithme suivant :

- Lorsqu'aucune communication SPI n'est établie, le signal "C", identique au signal "A", contient une suite de zéros. L'adresse à l'émission s'incrémente en continu et celle à la réception est figée à 0.
- Lorsqu'une communication SPI doit être établie, la première étape consiste à envoyer une trame SPI en gardant les signaux CS et MOSI à un niveau logique bas.
- À la réception, l'adresse n'a pas encore commencé à s'incrémenter. Elle a pour valeur 0 et le signal "C" est transmis sur la sortie 0 du "DEMUX" attribuée au signal SCLK.
- Lorsque le signal "C" passe à 1 pour la première fois, le contrôleur en déduit que c'est le signal SCLK, et ordonne à l'adresse de la réception de s'incrémenter.
- L'adresse à la réception est maintenant synchronisée avec l'adresse de l'émission.

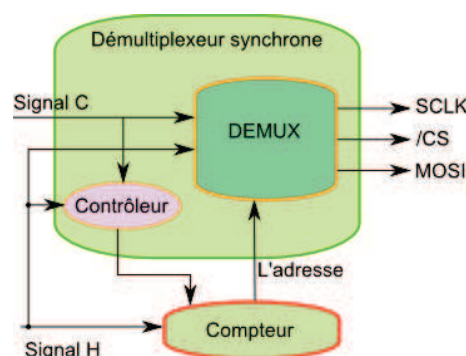


FIGURE 4.6 – Schéma de principe du démultiplexeur synchrone des données à la réception

La fonction de détection du premier niveau haut est faite par le module “Contrôleur” qui active l’incréméntation de l’adresse par un niveau logique bas (cf figure 4.7). Afin de pouvoir réinitialiser l’adresse, le contrôleur dispose d’une détection temporelle d’une suite de zéros. Si le signal “C” reste à zéro pendant un temps supérieur à une trame SPI alors l’adresse est réinitialisée et reprend sa valeur initiale : 1. Le contrôleur recommence ensuite le processus de détection du premier niveau haut.

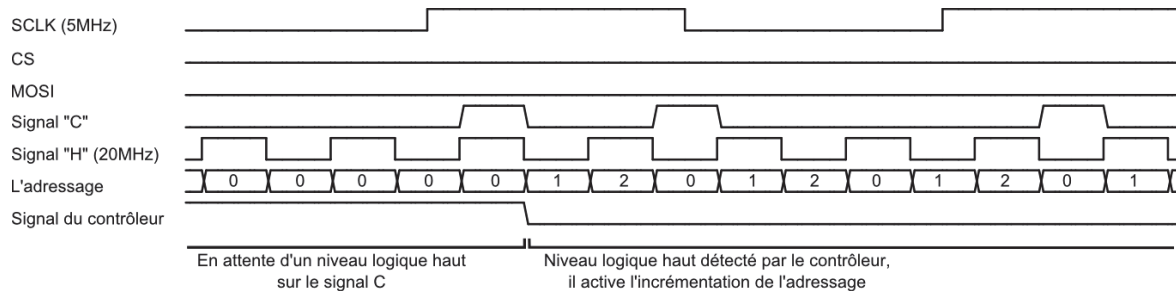


FIGURE 4.7 – Chronogramme de la détection du premier niveau logique haut par le “Contrôleur” : synchronisation de l’adresse à la réception

4.4 Programmation du FPGA par le biais du langage VHDL

Chaque fonction décrite précédemment est modélisée par le langage VHDL⁸ puis, après une synthèse, est implémentée dans un FPGA. C’est un langage de description de matériel de haut niveau qui est utilisé pour modéliser le comportement et l’architecture d’un système électronique numérique. Le VHDL est aussi utilisé pour concevoir des ASIC, programmer des circuits de logique programmable et concevoir des modèles de simulation numérique. Cependant, dans le cas où le langage VHDL est utilisé pour la simulation de signaux et de fonctions, il est possible de coder des fonctions non réalisables en pratique : comme par exemple spécifier des temps de propagation ou encore de créer des retards qui n’utilisent pas un signal d’horloge défini. Ce type de codage est donc non synthétisable et de ce fait, il ne peut pas être implémenté sur un FPGA. Lors de l’écriture en VHDL de notre modélisation, il est indispensable de rendre celle-ci synthétisable.

La synthèse logique de la modélisation VHDL consiste à décrire un composant réalisant les fonctions désirées à l’aide d’éléments logiques disponibles dans les composants FPGA (blocs combinatoires, bascules ou registres). Après la synthèse, il est possible d’agir sur le routage interne (placement des fonctions logiques) pour permettre une optimisation des temps de propagation. La synthèse permet aussi de simuler le circuit en prenant en compte les temps de propagation des

8. VHDL est un diminutif de “VHSIC Hardware Description Language” qui signifie Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language

composants du FPGA cible.

4.4.1 Environnement de développement du FPGA IGLOO

Notre choix s'est porté sur le FPGA IGLOO NANO, de la société Microsemi, pour sa faible consommation. L'environnement de développement utilisé s'appelle "Libero". Il permet :

- la vérification de la syntaxe VHDL ;
- la synthèse logique ;
- l'accès au code VHDL synthétisé ;
- une vue schématique des fonctions logiques avant et après la synthèse ;
- la mise en place de contraintes telles que le routage et le temps de propagation acceptable sur des signaux critiques ;
- l'implémentation du circuit synthétisé sur le FPGA.

Microsemi fournit aussi un environnement de simulation : ModelSim Microsemi. Cet environnement permet de simuler le fonctionnement du système en prenant en compte le temps de propagation des signaux à travers les différents blocs combinatoires du FPGA hôte. Il offre aussi l'accès à la visualisation de signaux internes au FPGA.

4.4.2 Points critiques et solutions apportées lors du développement du code VHDL

Dans ce paragraphe, nous discutons sur les parties du programme VHDL qui requièrent une attention particulière de part leur complexité et leur originalité. Le premier point concerne la création d'un temps "Tr" (un délai) utilisé dans le module de récupération du signal d'horloge de synchronisation. Le deuxième point concerne la difficulté de mise en œuvre sur FPGA de modules qui fonctionnent sur les fronts montants et descendants du signal d'horloge "H". Nous concluons en évoquant le routage du système proposé au sein du FPGA.

Création d'un retard

Dans le module décodeur, la méthode proposée consiste à mettre en veille la détection pendant un temps "Tr" après un changement d'état du signal "H" afin d'éviter la détection de fronts non-périodiques. Pour mettre en place un temps de veille, la solution la plus utilisée est de décrémenter un compteur. Nous rappelons que le temps "Tr" doit être compris entre $1/2$ période et 1 période

du signal d'horloge ayant servi au codage Manchester, soit une fréquence deux fois supérieure à celle de l'horloge "H". Or, aucun signal d'horloge plus rapide que le signal "H" n'est disponible à la réception (au niveau de l'interface I). Comme énoncé précédemment, il n'est pas possible de créer un délai, indépendant d'un signal d'horloge disponible sur le FPGA, dans un code VHDL synthétisable. Contrairement à un code VHDL utilisé pour la simulation où les instructions "wait for x seconde" et "after" sont programmables.

Dans le but de créer le délai nécessaire à la mise en veille de la détection de fronts, nous proposons d'utiliser le temps de propagation d'un signal à travers des fonctions logiques. La documentation technique du constructeur spécifie le temps de propagation à travers une cellule combinatoire programmée en portes ET pour différents modèles de FPGA IGLOO NANO. Plusieurs cellules combinatoires sont donc mises en cascade pour obtenir un temps de propagation équivalent au délai "Tr" souhaité. Cette mise en cascade de portes ET doit impérativement être spécifiée comme incompressible, sinon, le synthétiseur logique compacte l'ensemble en une seule porte ET.

Détection des fronts montants et descendants

Nous avons vu qu'à partir des transitions du signal "B" codé au format Manchester, il est possible de créer le signal "H". Cependant, sa fréquence est 2 fois inférieure au signal d'horloge d'origine ayant servi au multiplexage synchrone des données. Pour permettre le traitement des données reçues, le système sur l'interface I doit fonctionner sur les fronts montants et descendants du signal d'horloge "H", or, très peu de FPGA disposent d'éléments logiques capables de réagir sur les deux fronts. Des travaux ont été effectués de manière à répondre à cette demande [118, 119]. En nous appuyant sur les techniques proposées [120], nous avons développé nos propres modules (compteur, démultiplexeur synchrone, décodeur Manchester) pour que chacun fonctionne sur les fronts montants et descendants du signal "H".

La méthode utilisée consiste en fait à avoir une architecture basée sur deux process⁹. Un process gère les fronts montants et l'autre gère les fronts descendants. Ensuite, la sortie des deux process est reliée à une fonction logique combinatoire (XOR ou autre). Cette fonction permet de traiter les deux signaux afin de remplir l'objectif du module : le fonctionnement sur les deux fronts du signal d'horloge.

9. Un process est un espace du programme VHDL où les instructions s'exécutent séquentiellement. Le process est activé par un événement, par exemple un front d'un signal d'horloge

Optimisation du routage interne

Lorsque le temps de propagation des signaux internes au FPGA est critique, l'accès au routage (relocalisation) peut être la solution pour optimiser le trajet des signaux critiques. Il est bon de noter que dans le cadre du développement de notre système, nous avons dû recourir à cet outil de routage car la période des signaux utilisés est proche du temps de propagation à travers 2 à 3 éléments logiques.

4.5 Simulation

Après avoir codé en VHDL les différentes fonctions présentées précédemment, l'étape suivante concerne la simulation des différents modules qui composent le système. Le but est de vérifier le bon fonctionnement de chaque module avant de les implémenter dans le composant FPGA cible. Par le biais de la simulation, nous pouvons accéder aux signaux internes du FPGA car, en mesure, seuls les signaux sortants du composant IC¹⁰ sont accessibles. Nous présentons tout d'abord le dispositif implémenté sur le simulateur. Nous comparons les signaux fournis par le logiciel de simulation aux résultats attendus pour chaque module de notre système. Pour conclure, nous vérifions que l'interconnexion des modules est correcte pour valider le fonctionnement global de notre système.

4.5.1 Dispositif expérimental

L'outil de simulation utilisé est ModelSim Microsemi. Il permet de simuler le fonctionnement du circuit en appliquant des signaux sur ses entrées (stimulus). Il offre la possibilité de simuler avec ou sans les temps de propagation des signaux internes au FPGA, option que nous avons prise dans l'objectif d'intégrer notre modélisation VHDL dans un FPGA. Pour ce faire, la simulation est faite après la synthèse des fichiers VHDL et le routage des éléments logiques. Le logiciel Libero évalue le temps de propagation des signaux et sauvegarde les informations dans un fichier .sdf¹¹ que nous récupérons pour effectuer les simulations.

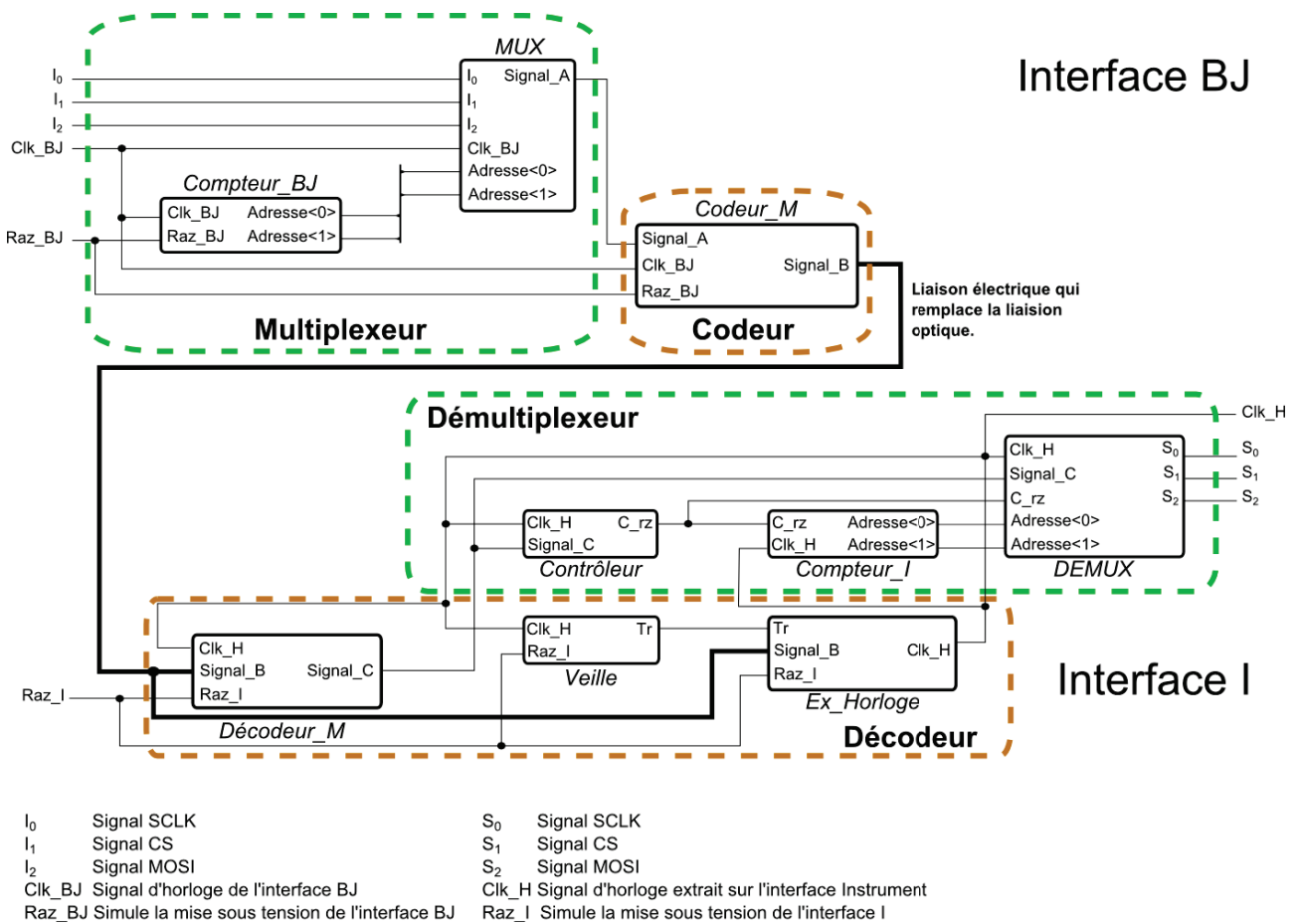
La synthèse du système par le logiciel Libero a généré l'architecture du dispositif présentée sur la figure 4.8. L'interface BJ se compose d'un multiplexeur synchrone et d'un codeur Manchester. L'interface I se compose d'un décodeur/extracteur du signal d'horloge et d'un démultiplexeur synchrone.

10. Integrated Circuit

11. Standard Delay Format

Nous allons observer les signaux en entrée/sortie de chaque module dans le but de valider leur fonctionnement. Pour finir, nous analyserons les signaux en sortie (S0, S1, S2) que nous comparons aux signaux d'origine (I0, I1, I2).

Concernant les paramètres de simulation, nous avons pour objectif d'avoir une fréquence du signal SCLK de l'interface SPI de 5MHz. Nous avons choisi de fixer la fréquence du signal d'horloge de synchronisation à 40MHz, soit un facteur 8 par rapport au signal le plus rapide de la communication. Le signal d'horloge de synchronisation est appelé Clk_BJ sur la figure 4.8.



Multiplexeur synchrone

Le rôle du multiplexeur synchrone est de convertir les signaux arrivant sur les voies parallèles I0, I1 et I2, en un signal série (Signal_A). Les signaux présentés sur la figure 4.9 sont :

- les signaux d’entrée, ils correspondent aux signaux de l’interface SPI : SCLK (I0), CS (I1), MOSI (I2) ;
- le signal Raz_BJ, il simule la mise sous tension de l’interface BJ et réinitialise l’adresse ;
- le signal d’horloge de synchronisation Clk_BJ, il cadence l’adresse du multiplexeur synchrone ;
- le compteur (Compteur_BJ), en charge de l’adresse du multiplexeur synchrone, cadencé par le signal Clk_BJ. Il compte en binaire (adresse<0> est le bit de poids faible et adresse<1> est le bit de poids fort) ;
- le signal de sortie multiplexé appelé Signal_A.

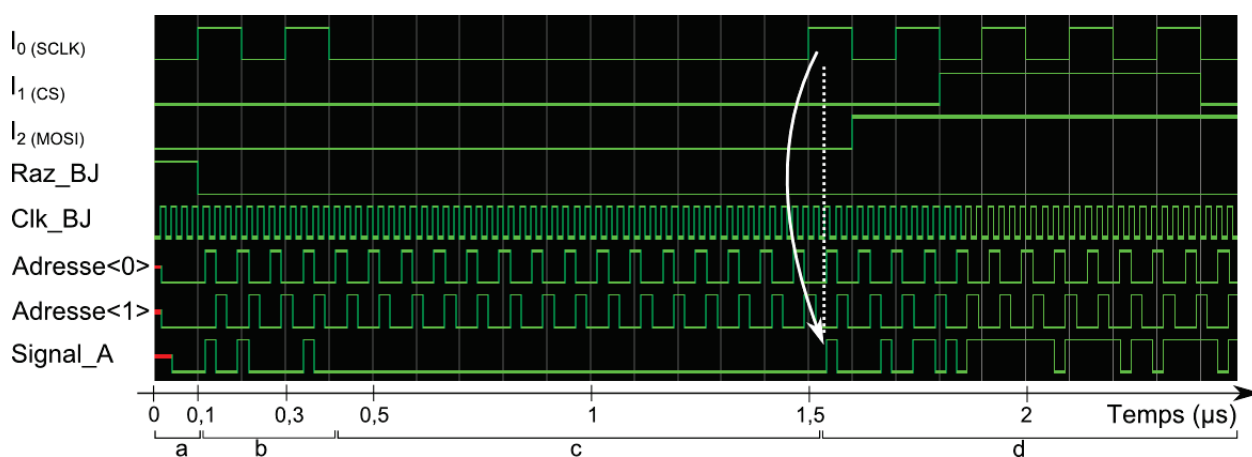


FIGURE 4.9 – Chronogramme des signaux en entrée et en sortie du multiplexeur synchrone

L’étape “a” sur la figure 4.9 correspond au mode veille du FPGA. Puis, l’étape “b” permet au détecteur de fronts, de l’interface I, le calage sur les fronts périodiques du codage Manchester et l’initialisation de la détection d’une suite de zéros (ces points ont été détaillés à la section 4.3). Après un temps d’attente d’une durée “c”, la communication SPI commence et les signaux de la liaison SPI sont multiplexés (étape “d”) .

L’analyse du signal “A” montre qu’il prend bien les valeurs de SCLK, CS et MOSI à tour de rôle. Par exemple, le trait en pointillé sur la figure 4.9 situe l’instant du front montant du signal d’horloge de synchronisation où l’adresse vaut 00 et le signal SCLK vaut 1 : le signal “A” passe alors à 1.

Codeur Manchester

Le codage Manchester du signal “A” permet d’obtenir un nombre suffisant de transitions pour récupérer l’information nécessaire à la création du signal d’horloge “H” sur l’interface I. Le signal “B” est le signal de sortie du codeur Manchester.

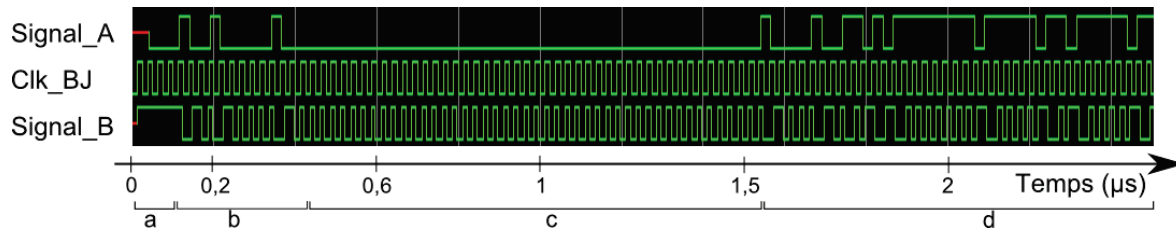


FIGURE 4.10 – Chronogramme des signaux d’entrée et de sortie du codeur Manchester

La simulation présentée sur la figure 4.10 valide le bon fonctionnement du codeur. Ensuite, le signal “B” est transmis aux modules de l’interface I.

Récupération du signal d’horloge de synchronisation

Le signal “B” provenant de l’interface BJ arrive sur le module de récupération du signal d’horloge de synchronisation après un temps de propagation très faible ($<20\text{ns}$). Ce module se compose de deux blocs, appelés “Veille” et “Ex_Horloge” (cf. figure 4.8), qui sont respectivement le module de mise en veille et le détecteur de fronts. Nous porterons notre attention sur les signaux “B”, “Tr” qui met en veille le détecteur de front pour une durée précédemment appelée “Tr”, et “Clk_H” qui est le signal d’horloge extrait à partir du signal “B”.

La figure 4.11 montre le chronogramme des signaux du module de récupération du signal d’horloge de synchronisation. Lors de la détection d’un front sur le signal “B”, le signal “Clk_H” change d’état logique, puis, le signal “Tr” passe à un niveau logique haut pour mettre en veille la détection de front. Il faut noter l’importance du temps entre le changement d’état du signal “Clk_H” et du signal “Tr”. En effet, si ce temps est supérieur à une demi-période du signal d’horloge de synchronisation ($1/(40\text{MHz}\cdot 2)=12,5\text{ns}$), généré sur l’interface BJ, alors le front non périodique sera détecté. Le temps de propagation du signal “Tr” est donc critique car il doit changer d’état et être lu en un temps très court ($<12,5\text{ns}$). Après un temps “Tr”, le signal “Tr” passe à zéro et active la détection de fronts. Le signal “Clk_H” change d’état périodiquement. Les fronts du signal d’horloge de synchronisation de l’interface BJ sont bien détectés. Le signal “Clk_H” est utilisé pour convertir le signal “B” Manchester en un signal NRZ.

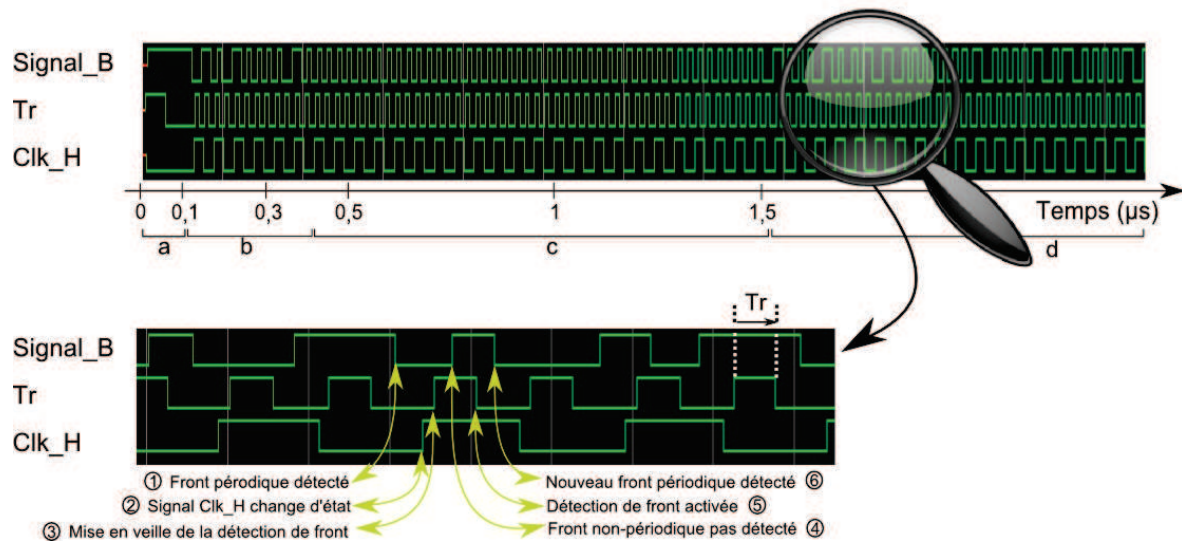


FIGURE 4.11 – Chronogramme des signaux d'entrée et de sortie de l'extracteur d'horloge. Ils sont obtenus grâce aux informations disponibles dans le signal Manchester

Transcodeur Manchester vers NRZ

L'objectif de ce module est de convertir le signal Manchester "B" en un signal NRZ (format des données sur l'interface I). Lors des front montants et descendants du signal "Clk_H", le niveau logique du signal "B" est lu et écrit sur le signal que nous appelons "Signal_C" sur les figures 4.8 et 4.12.

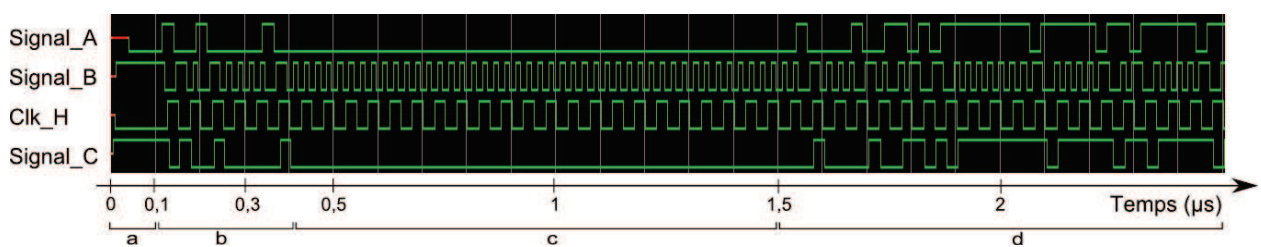


FIGURE 4.12 – Chronogramme des signaux du décodeur Manchester vers NRZ

Sur la figure 4.12, nous observons le chronogramme de la conversion du signal "B" Manchester en un signal "C" NRZ. Ensuite nous comparons le signal d'origine, c'est-à-dire le signal "A" au signal "C". Ils sont bien identiques avec un décalage de 60ns dû au traitement du signal. Nous pouvons conclure que le module de conversion du signal Manchester en un signal NRZ fonctionne correctement.

Démultiplexeur synchrone

Le but de ce module est de transformer le signal multiplexé “C” en des signaux parallèles SCLK, CS et MOSI. Pour cela, le module “DEMUX” écrit, à tour de rôle, la valeur du signal “C” sur les sorties “S0” (SCLK), “S1” (CS) et “S2” (MOSI). Un compteur (Compteur_I) incrémenté au rythme du signal d’horloge “Clk_H” fournit les valeurs de l’adresse, où “Adresse<0>” est le bit de poids faible et “Adresse<1>” est le bit de poids fort.

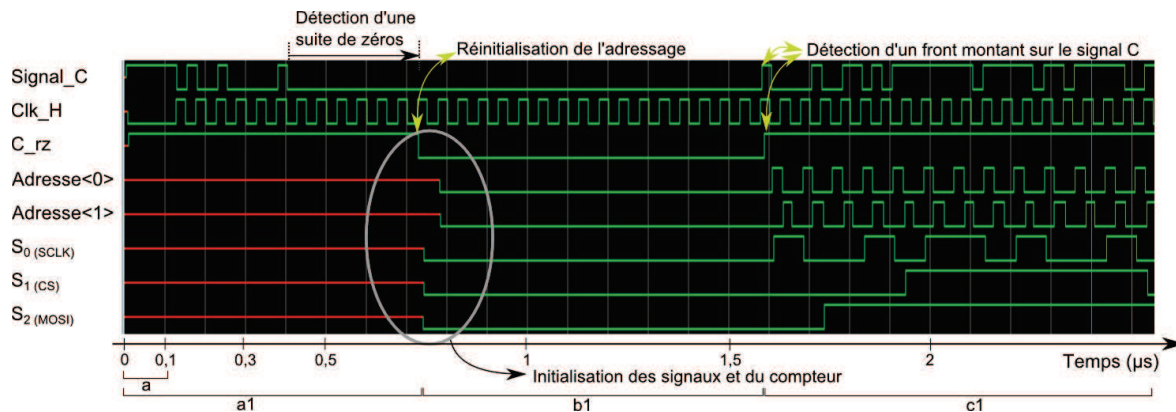


FIGURE 4.13 – Chronogramme des signaux du démultiplexeur synchrone et du contrôleur

L’étape “a” représentée sur la figure 4.13 est le démarrage du FPGA qui a été introduit dans les chronogrammes précédents. Durant l’étape “a1”, les signaux de l’adresse sont indéfinis, en conséquence les signaux de sortie du démultiplexeur synchrone sont aussi indéfinis. Ce cas se présente seulement lors de la première mise sous tension de l’interface I où le bloc “DEMUX” nécessite une première initialisation par le contrôleur qui est déclenchée après la détection d’une suite de zéros sur le signal “C”, ce qui signifie qu’il n’y a aucun signal transmis. Ainsi, le contrôleur ordonne l’initialisation de l’adresse (le signal “C_rz” passe à 0). Si une autre initialisation est nécessaire, il suffit de transmettre une suite de zéros. Après cette étape, le compteur s’initialise à 0 et les signaux en sortie du démultiplexeur synchrone sont positionnés à un niveau logique bas comme présenté au début de l’étape “b1”. L’étape “c1” commence lors de la détection d’un front montant du signal “C” qui signifie la présence du signal SCLK. Le signal “C_rz” passe à 1 et autorise le compteur à commencer l’incrément de l’adresse. Le signal “C” est alors démultiplexé.

Comparaison des signaux d’entrée et sortie du système

Les simulations de chaque module montrent le bon fonctionnement de ceux-ci. Nous allons maintenant vérifier que les signaux SCLK, CS et MOSI sont bien restitués en sortie de notre système.

La figure 4.14 présente les signaux d'entrée et de sortie du système. Ce sont des signaux externes au FPGA et accessibles lors de l'implémentation du système dans le FPGA. L'objectif de cette simulation est de comparer les signaux d'entrée et de sortie afin de valider le bon fonctionnement de l'ensemble du système. Le second objectif est de comparer ces simulations aux résultats expérimentaux.

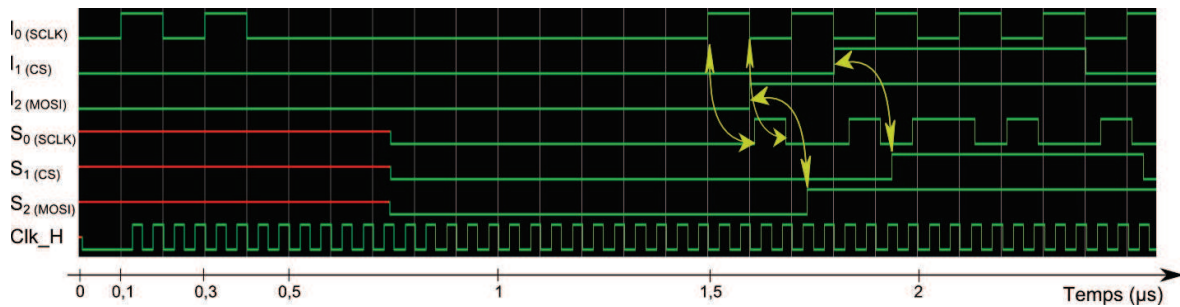


FIGURE 4.14 – Chronogramme des signaux d'entrée et de sortie du système

La simulation montre que tous les signaux en entrée sont restitués en sortie. Cependant, leur durée et leur placement temporel sont différents. À l'émission, les signaux d'entrée I1 (CS) et I2 (MOSI) sont synchrones au signal I0 (SCLK) qui les génère. À la réception, les signaux S1 (CS) et S2 (MOSI) ne sont plus synchrones au signal S0 (SCLK). Cela n'a pas d'influence sur la lecture des données par une interface SPI. En effet, l'ordre d'apparition des fronts (montants et descendants) est identique. Pour illustrer cela, prenons l'exemple des signaux présentés sur la figure 4.14 à partir du premier front du signal I0. Les fronts montants des signaux sont symbolisés par : (\uparrow) et les fronts descendants par : (\downarrow). L'ordre d'apparition des fronts est :

- à l'émission : (\uparrow) I0, (\downarrow) I0 génère (\uparrow) I2, (\uparrow) I0, (\downarrow) I0 génère (\uparrow) I1, (\uparrow) I0 ;
- à la réception : (\uparrow) S0, (\downarrow) S0, (\uparrow) S2, (\uparrow) S0, (\downarrow) S0, (\uparrow) S1, (\uparrow) S0.

Dans la communication SPI choisie, le maître et l'esclave émettent les données sur des fronts descendants et lisent les données sur les fronts montants. L'ordre d'apparition des fronts étant respecté, les données sont correctement transmises et lues. Cela est aussi valable lors du changement de polarité et de phase du protocole SPI.

4.5.3 Conclusion

Dans cette section, nous avons présenté le dispositif expérimental utilisé pour analyser par simulation les signaux du système. Le logiciel de simulation utilisé est ModelSim Microsemi. Les simulations présentées prennent en compte le temps de propagation des signaux en fonction des

éléments logiques du composant cible et du routage. Le composant cible est un FPGA IGLOO NANO de chez Microsemi. Les simulations des différents modules ainsi que de l'ensemble du système montrent le bon fonctionnement de ceux-ci. Les niveaux logiques et l'ordre des fronts des signaux émis sont identiques à ceux des signaux reçus. L'interface SPI se trouvant sur l'interface I reçoit bien les trois signaux SPI : SCLK, CS et MOSI.

La simulation a validé la méthode proposée qui est utilisée pour transmettre les trois signaux SPI par un multiplexage temporelle sur une unique voie descendante.

4.6 Résultats expérimentaux

Dans cette section, le programme VHDL est implémenté dans le FPGA IGLOO NANO. Dans un premier temps, le dispositif expérimental est présenté. Ensuite, nous mesurons les signaux d'entrée et de sortie de notre système et nous vérifions la concordance entre la simulation et la mesure dans le but de valider la faisabilité du système proposé.

4.6.1 Dispositif expérimental

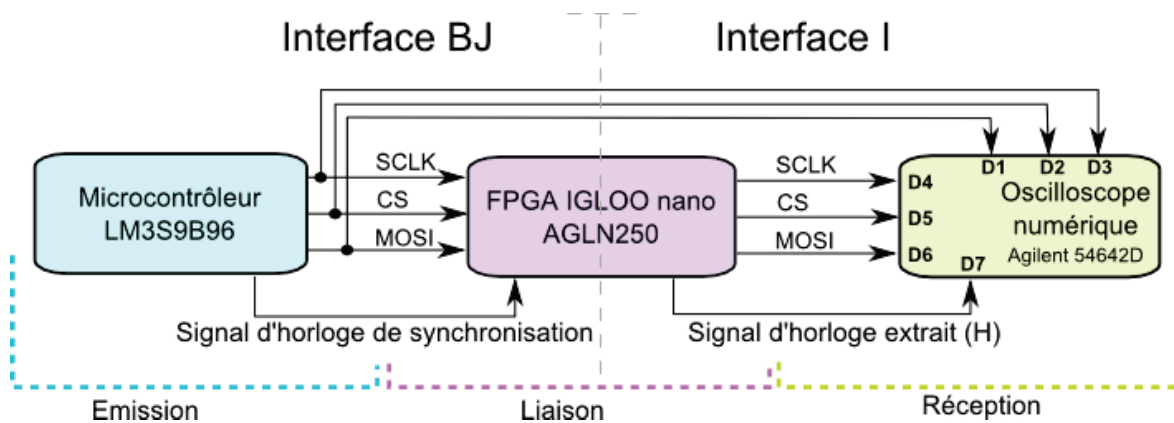


FIGURE 4.15 – Dispositif expérimental pour la transmission de trois signaux SPI (SCLK, CS et MOSI) par l'intermédiaire d'un seul signal descendant

Le dispositif expérimental se divise en trois parties majeures (cf. figure 4.15) : l'émission, la liaison, et la réception. À l'émission se trouve le maître de la communication SPI. C'est un microcontrôleur de chez Texas Instrument (LM3S9B96 Stellaris). La liaison s'effectue via le FPGA IGLOO NANO de chez Microsemi (AGLN250). À la réception, nous observons les signaux sur un oscilloscope numérique. Les signaux mesurés sont :

- les signaux de l'interface SPI : SCLK, CS et MOSI. Ils sont observés à l'émission et à la

réception ;

- le signal d’horloge de synchronisation fourni par le microcontrôleur LM3S9B96. Il a une fréquence de 40MHz ;
- le signal d’horloge “H” extrait à la réception.

La fréquence de la liaison SPI est fixée à 5MHz. Le signal est positionné au niveau logique bas et le signal MOSI transporte des données aléatoires.

4.6.2 Résultats

La figure 4.16 présente un relevé des signaux en entrée et en sortie du FPGA durant une communication. Les niveaux logiques des signaux d’entrée SCLK(D1), CS(D2) et MOSI(D3) sont bien restitués en sortie sur les voies respectives D4, D5 et D6. Comme le démontrait la simulation du système, les signaux CS et MOSI ne sont pas synchrones au signal SCLK. Cependant, l’ordre d’apparition des fronts montants et descendants est identique à l’émission ce qui permet la bonne lecture des signaux SPI par une interface SPI. Le signal d’horloge extrait est périodique et a une fréquence de 20MHz. Cette dernière est deux fois inférieure à la fréquence du signal d’horloge de synchronisation qui est de 40MHz. Le résultat expérimental concorde bien avec la simulation. La faisabilité du transport des 3 signaux d’une liaison utilisant le bus SPI à 5 Mbits/s est validée.

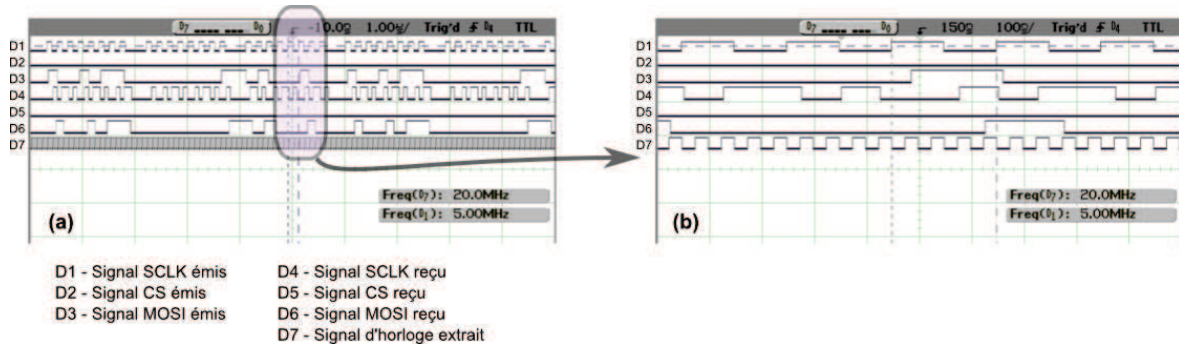


FIGURE 4.16 – Signaux relevés en entrée et sortie du FPGA sur le dispositif expérimental présenté sur la figure 4.15. La capture d’écran (b) est un zoom partiel de la capture d’écran (a)

4.7 Conclusion du chapitre 4

Dans ce chapitre, nous avons proposé une méthode permettant d’utiliser l’interface SPI 4-fils sans modifier l’architecture optique de l’extension. Cette architecture impose l’utilisation d’une seule voie optique pour le transport des données descendantes qui est, dans notre cas, un multiplexage

synchrone des signaux SCLK, CS et MOSI de l'interface SPI. La méthode proposée permet de transporter ces trois signaux d'une interface à une autre sans nécessiter d'oscillateur sur le terminal pour générer l'horloge locale. Le signal d'horloge permettant la lecture des données et la reconstitution des signaux de l'interface SPI est directement extrait à partir du signal reçu.

Dans un premier temps, nous avons présenté le système développé qui se compose de 5 grandes parties : un multiplexeur synchrone, un codeur Manchester, un extracteur d'horloge, un décodeur Manchester et un démultiplexeur synchrone. Le multiplexage sert à transmettre les trois signaux sur un seul signal. Le codage Manchester est utilisé pour transmettre un nombre suffisant de transitions binaires pour permettre la création d'un signal d'horloge sur l'interface I (interface de réception). Pour implémenter le système, nous avons choisi d'utiliser un composant de logique programmable. Dans ce chapitre, nous avons expliqué les raisons de ce choix par rapport à l'utilisation d'un microcontrôleur ou d'un ASIC. Les principaux avantages de la logique programmable sont la flexibilité et la vitesse d'exécution du programme. Le composant choisi est un FPGA IGLOO NANO en raison de sa faible consommation. Le langage utilisé pour la modélisation du système est le VHDL synthétisable. Nous avons conclu que la fréquence minimale pour le multiplexage synchrone doit être au moins 6 fois supérieure à la fréquence du signal SCLK du bus SPI. Ce dernier ayant un débit choisi à 5Mbits/s, la fréquence du multiplexage synchrone a été fixée à une cadence 8 fois supérieure : 40MHz. Le signal d'horloge extrait au niveau de l'interface I possédant une fréquence de 20MHz, nous avons alors résolu le problème en faisant fonctionner l'ensemble de notre module déporté (extraction du signal d'horloge, conversion du signal Manchester en un signal NRZ et démultiplexage synchrone) à partir des deux fronts de ce signal d'horloge.

La seconde partie de ce chapitre a exposé la simulation du système avec l'outil ModelSim Microsemi. Ce dernier permet d'avoir accès aux signaux internes du FPGA et la simulation prend en compte le routage et le temps de propagation des signaux dans celui-ci. La simulation nous a permis de valider le bon fonctionnement de chaque module puis de l'ensemble du système proposé. Pour finir, le programme a été implémenté sur le FPGA IGLOO NANO. Nous avons présenté le dispositif expérimental et la capture des signaux d'entrée et de sortie du FPGA. L'analyse des signaux récupérés sur l'interface I a permis de valider expérimentalement le système proposé.

Plusieurs points doivent être approfondis dans la suite de ce travail. Pour commencer, la mémoire du FPGA étant volatile, une solution doit être trouvée afin de télécharger le programme dans le FPGA se trouvant sur l'interface I lorsque l'alimentation de celui-ci est coupée. Plusieurs pistes

peuvent être envisagées comme la solution standard qui consiste à la sauvegarde de ce programme dans une EEPROM et son “remapping” vers le FPGA sur la commande d’un signal d’horloge local basse fréquence afin d’avoir une très faible consommation. Ou encore, implémenter le système final dans un FPGA conçu à base d’anti-fusibles ou de mémoires flash. De plus, une étape intermédiaire qui consiste à l’augmentation de la bande passante du module O/E existant doit être réalisée. Ensuite, la mesure de la consommation électrique du nouveau module O/E présent sur l’interface I lorsque celui-ci fonctionne à 40MHz doit être effectuée afin d’être comparée à la consommation nécessaire à la génération d’un signal d’horloge local et de sa synchronisation avec le signal des données descendant. Pour finir, après avoir implémenté la solution FPGA dans l’extension, des caractérisations de la chaîne de communication sont à prévoir pour évaluer la qualité de transmission (mesure de BER, diagrammes de l’œil) tout en effectuant un bilan de la consommation électrique du dispositif.

Conclusion et perspectives

Ce mémoire était consacré à l'étude d'une architecture opto-électronique autour d'une liaison toute optique longue de 10km dédiée à l'extension d'un observatoire câblé de fond de mer. Ces travaux s'intègrent dans le cadre plus général du projet nommé « opto-alimentation pour les observatoires de fond de mer ». Il s'agit d'un projet collaboratif entre l'ENIB et l'IFREMER, qui consiste à proposer une solution innovante pour étendre à moindre coût et de manière la plus flexible possible un observatoire câblé vers une nouvelle zone d'intérêt. Ce projet à caractère expérimental doit conduire à des réalisations de prototypes capables de préfigurer des réseaux plus aboutis.

Une architecture optique, dédiée à l'extension, transportant à la fois les signaux de données et la puissance optique d'alimentation sur une unique fibre optique a été définie, conçue et étudiée expérimentalement. Ceci a permis de vérifier sa faisabilité. L'objectif du travail de thèse décrit dans ce mémoire concernait plus particulièrement l'élaboration de la partie opto-électronique, située de part et d'autre de cette architecture optique, afin d'assurer le transfert des données ainsi que la compatibilité de l'extension avec les observatoires existants et les instruments océanographiques couramment utilisés, tout en respectant les contraintes de faible consommation imposées par l'opto-alimentation.

Le premier chapitre de ce manuscrit était consacré à une étude bibliographique qui a permis de situer le contexte du projet. L'accent a été mis sur les observatoires câblés qui permettent d'acquérir en temps réel et en continu les données issues des capteurs. Cependant, il s'agit de structures très coûteuses et figées. Dans le but d'augmenter leur flexibilité, nous avons proposé la solution de leur extension par une unique fibre optique qui consiste à opto-alimenter un module déporté afin de réduire le poids et le coût du câble. Cependant, l'opto-alimentation permet de récupérer seulement quelques centaines de milliwatts au niveau de l'instrument. Ainsi, dans la seconde partie du chapitre, les principales techniques utilisées pour minimiser la consommation des systèmes disposant d'une quantité d'énergie limitée ont été classées en deux catégories :

- les systèmes à énergie embarquée qui sont en général développés pour un besoin de portabilité mais qui sont limités par leur autonomie ;
- les systèmes à énergie externe dont le type de support transportant l'énergie d'alimentation limite la puissance maximale instantanée disponible.

Cet état de l'art a montré la convergence entre les techniques utilisées par les systèmes à énergie embarquée et celles employées par les systèmes à énergie externe. Il nous a aussi permis de bien positionner notre système par rapport aux autres. Notre projet se différencie principalement par la longueur de l'extension (10km) et donc par la puissance électrique disponible pour le module déporté ainsi que par le débit requis pour la transmission des données. Ce premier chapitre se termine par une présentation des objectifs de l'extension et du projet de thèse.

Le second chapitre était consacré à la description de l'architecture électronique et opto-électronique de l'extension. Dans un premier temps, nous avons fait un rappel des travaux de thèse de doctorat de F. Audo effectués sur la liaison optique. Les phénomènes optiques présents sur la fibre optique lors de la propagation d'une forte puissance ($>1\text{W}$) et les caractérisations en termes de bilan de liaison et de mesures de BER ont été présentés. La puissance du signal d'opto-alimentation a été choisie à 33dBm, ce qui permet de recueillir une puissance électrique au niveau du terminal de l'ordre de 180mW. Dans le cadre du travail de thèse, nous avons ensuite décidé, en accord avec IFREMER, de dédier l'extension à un hydrophone en vue de la réalisation du premier prototype. Par conséquent, nous nous sommes fixés comme contraintes de travailler avec un débit des données à 5Mbit/s, avec une consommation du module déporté optimisée et largement inférieure aux 180mW disponibles, et un niveau de la tension d'alimentation fixé à 3,3V. Cependant, nous avons également un souhait de genericité quant à la possibilité de connecter à l'extension tout capteur ayant des niveaux de consommation et un débit de données similaires, voire inférieurs. Nous avons donc choisi les protocoles de communication suivants : le SPI 3-fils pour assurer la liaison optique entre l'instrument déporté et la boîte de jonction connectée à l'observatoire et le protocole Ethernet pour relier l'extension (via la boîte de jonction) à la station terrestre. L'utilisation du protocole SPI, très couramment utilisé pour les instruments implantés dans les observatoires sous-marins, génère des contraintes liées à l'architecture optique de notre extension : une distance de 10km et seulement deux voies optiques pour les données. Nous avons proposé et justifié un schéma de conception opto-électronique pour l'extension qui permet de gérer ces contraintes et de répondre aux objectifs précédemment définis. En particulier, ce schéma de conception permet de résoudre les problèmes

de synchronisation liés à la propagation des signaux optiques, sur une longue distance, en retardant le signal de données montantes via une mémoire FIFO au niveau de la boîte de jonction et aussi à générer l'un des signaux descendants de la liaison SPI 3-fils au niveau du terminal. Nous avons conclu ce chapitre par une présentation détaillée de l'architecture de l'extension.

Dans le chapitre 3, nous avons décrit et caractérisé les dispositifs opto-électroniques développés et situés aux deux extrémités de l'extension optique :

- le module déporté appelé terminal
- le dispositif connecté à l'observatoire appelé interface Boîte de Jonction (BJ).

Ce chapitre a présenté les objectifs, l'analyse détaillée et la réalisation de chacun des blocs des dispositifs développés en tenant compte de leurs spécifications techniques propres. Comme le terminal devait être conçu avec un objectif de minimisation de la consommation électrique, nous avons proposé et comparé deux types de réalisation pour le module de conversion électrique/optique : l'un basé sur un laser DFB et l'autre sur un VCSEL. Au final, nous avons retenu la solution "VCSEL" pour le prototype. Nous avons proposé également un module de conversion optique/électrique optimisé en consommation énergétique et une interface de gestion des données basée sur un microcontrôleur à faible consommation. Puis, nous avons présenté la caractérisation du terminal dans son ensemble. La consommation du terminal développé n'excède pas 66mW, ce qui laisse plus d'une centaine de mW utiles pour le ou les capteurs. Ensuite, nous nous sommes intéressés à l'interface BJ dont le rôle principal est la gestion des protocoles utilisés dans l'extension. Nous avons détaillé une solution qui permet de synchroniser les signaux du protocole SPI. Cette solution est basée sur une phase d'auto-calibration à l'initialisation du système qui prend en compte la longueur de la fibre utilisée ainsi que la fréquence du protocole SPI choisie. Nous avons conclu ce chapitre par l'analyse, la caractérisation et la validation du fonctionnement de l'interface BJ puis de l'intégralité de l'extension. Ce premier démonstrateur nous permet de respecter le cahier des charges initial. Les principales performances du système développé sont : une consommation électrique globale de 66mW pour le terminal avec une puissance d'opto-alimentation délivrée au niveau de la BJ de 2W (33dBm) et des données échangées sur 10km à 5Mbit/s, des puissances pour les lasers de données fixées pour les états logiques hauts à 2dBm et -3dBm, respectivement pour la voie descendante à 1550nm et montante à 1537nm. Dans notre application, nous avons montré que la tolérance acceptable sur la puissance du signal descendant est de $\pm 4\text{dB}$ et que celle du signal montant est comprise entre +3,4dB et -2,6dB. Nous avons évalué un BER inférieur à 10^{-6} pour une transmission de données

entre l'interface SPI au niveau du module déporté et l'ordinateur simulant l'observatoire relié à l'extension.

Dans le chapitre 4, qui est plus prospectif, nous avons présenté une nouvelle solution permettant d'utiliser le protocole SPI 4-fils sans avoir recours à une modification de l'architecture optique tout en respectant les objectifs visés dans le cadre du développement du premier démonstrateur. Cette nouvelle approche s'appuie sur la technologie FPGA et utilise une technique de multiplexage temporel des signaux de la voie descendante. La particularité de ce système est l'absence d'oscillateur local au niveau du terminal. En effet, le signal d'horloge utilisé pour le multiplexage et le démultiplexage, est transporté sur la voie de données descendantes et extrait ensuite au niveau du terminal. Nous avons conclu ce chapitre par la validation expérimentale de cette solution en l'implémentant sur un kit de développement FPGA (IGLOO-nano).

L'ensemble de ce travail de thèse, qui fait suite à celui entrepris par F. Audo, a permis de développer un premier démonstrateur de laboratoire fonctionnel. Un travail collaboratif sur l'intégration du module déporté dans un caisson marinisable et une étude du comportement des connecteurs optiques sous haute pression ont été effectués dans le cadre d'un post-doc à l'IFREMER par Serge De Blasi. Un premier prototype est aujourd'hui en cours d'essai dans les bassins d'IFREMER. Les premiers résultats sont concluants. Par conséquent, la marinisation du prototype est envisageable et consisterait à déporter un hydrophone à partir d'un observatoire existant.

Alors que ce premier prototype est sur le point d'aboutir, nous envisageons des perspectives à ce travail.

Tout d'abord, il faudrait finaliser l'intégration dans le système du module décrit dans le chapitre 4 en tenant compte des solutions évoquées en conclusion de ce chapitre concernant :

- l'utilisation d'une mémoire non-volatile afin de sauvegarder le programme en cas de coupure de l'alimentation du terminal ;
- l'évaluation de la consommation électrique du terminal afin de la comparer à une solution alternative où la génération du signal d'horloge et sa synchronisation avec le signal de données descendant pourraient être effectuées sur le terminal ;
- la caractérisation de la chaîne de communication pour évaluer la qualité de la transmission (mesure de BER, diagrammes de l'œil, etc.).

Une autre voie à explorer consisterait à profiter de l'énergie utile restant sur le module déporté. En effet, nous avons vu que la puissance électrique disponible pour le terminal est d'environ 180mW

alors que la consommation de ce module atteint seulement 66mW. Nous pourrions alors entreprendre de multiples configurations. L'une consisterait à équiper le module déporté de plusieurs capteurs. Par conséquent, cela nécessiterait d'implémenter une gestion de l'adressage de ces derniers. Cela pourrait être entrepris soit par une procédure continue où chaque capteur transmettrait à tour de rôle, soit par l'utilisation d'une des voies descendantes, dans notre cas, le signal de données MOSI de la liaison SPI 4-fils. Une autre possibilité consisterait à optimiser les performances du module déporté. Nous pouvons penser à une amélioration de l'interface capteur en termes de débit et de précision d'échantillonnage. Ces améliorations peuvent être accompagnées d'un travail sur la consommation du module déporté qui passerait par une optimisation de l'architecture électronique à partir des techniques énoncées dans le chapitre sur les systèmes à faible consommation. Par exemple, un système disposant de plusieurs signaux d'horloge, ou des mises en veille de fonctions du terminal, sont des solutions pouvant être utilisées afin de réduire la consommation. Nous pourrions aussi envisager d'ajouter des super-capacités qui permettraient de supporter les cycles de forte consommation.

Enfin, dans l'objectif de rendre l'interface Instrument encore plus générique, la programmation in-situ du module déporté apporterait une solution encore plus flexible. En effet, le composant programmable qui gère les transferts des données sur le terminal pourrait être mis à jour en fonction des besoins et être adaptable aux futurs instruments.

Par ailleurs, le projet de l'extension opto-alimentée pourrait être employé pour déporter des capteurs dans le cadre d'applications hostiles. Par exemple, cette solution peut être avantageuse dans un environnement à fort champ magnétique ou dans le but d'isoler électriquement le module déporté (protection contre la foudre) grâce aux propriétés de la fibre optique. Un autre exemple d'application concernerait la surveillance de nappes de pétrole, car l'opto-alimentation apporte une alternative à l'utilisation de hautes tensions généralement nécessaire pour l'alimentation en continu d'un module déporté à quelques kilomètres.

Annexe

Sommaire

Montages transimpédances	192
------------------------------------	-----

Montages transimpédances

Nous présentons ici une liste non-exhaustive de différents montages transimpédance à base d'AOP. Les caractéristiques techniques de ces montages peuvent varier en fonction des caractéristiques de l'AOP ou de la photodiode utilisée. Des recherches ont été menées sur différents types de montage afin d'améliorer le seuil de détection optique, la sensibilité au bruit ou encore la bande passante des montages à transimpédance. Il faut noter que chacune de ces caractéristiques sont liées. Par exemple, si le seuil de détection du signal optique est bas, alors le gain courant/tension du transimpédance doit être augmenté. Ce dernier augmentant, la bande passante du transimpédance diminue.

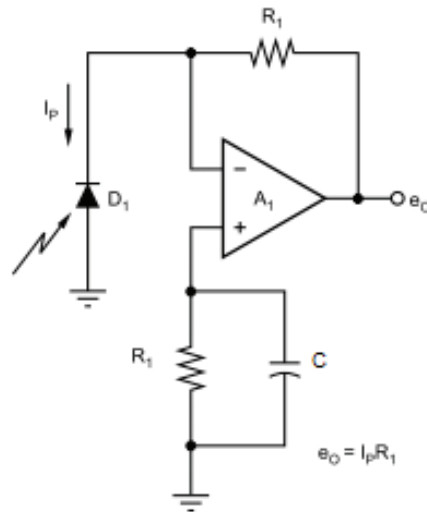


FIGURE A.1 – Montage transimpédance utilisé dans le développement des modules O/E de l'extension

Nous rappelons sur la figure A.1 le montage décrit et utilisé lors de la conception des modules O/E de l'extension. Sur ce montage, une résistance R_1 est connectée sur la borne négative pour fixer le gain transimpédance et une autre résistance R_1 est connectée sur la borne négative positive (+) de l'AOP afin de compenser la dérive en tension due au coefficient de température et au courant d'entrée de l'AOP. La capacité en parallèle permet de réduire la sensibilité du bruit produit par l'AOP. Il existe des variantes à ce montage qui consistent à remplacer la résistance R_1 de la rétroaction par un té de résistances couplé avec une ou plusieurs capacités afin de réduire la sensibilité au bruit. Ou encore, connecter l'anode de la photodiode à la borne In- de l'AOP et d'appliquer une polarisation

inverse sur la photodiode. Ce dernier montage a pour but d'augmenter la bande passante de la photodiode.

Par la suite, le tableau A.1 récapitule différents montages issus de la littérature [121] et de leurs caractéristiques principales :

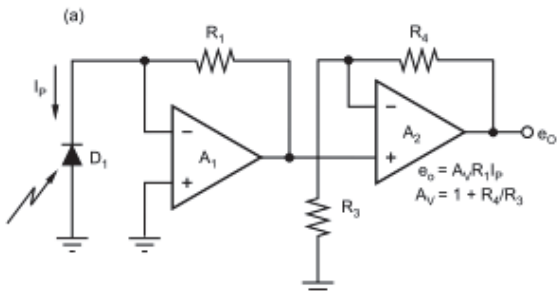
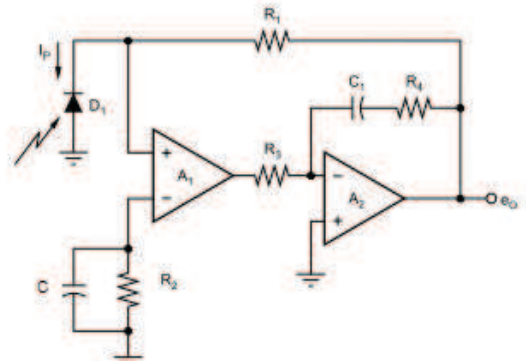
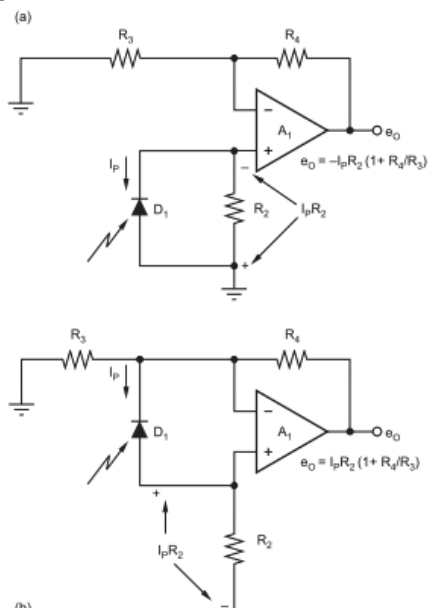
Montages transimpédances	Particularité des montages
	<p>Ce montage permet d'augmenter la bande passante du transimpédance mais augmente aussi le bruit du signal de sortie (e_o) et la consommation.</p>
	<p>Ce montage permet de réduire la sensibilité au bruit du transimpédance sur le signal de sortie, sans affecter la bande passante.</p>
	<p>(a) Ce montage permet d'augmenter la bande passante du transimpédance en réduisant le gain de l'amplificateur. Le montage utilise un gain transimpédance (R_2) ainsi qu'un gain en tension (R_3, R_4). Cependant, une tension non désirée est appliquée sur la photodiode D1 à cause de la résistance R_2. Pour éviter cela, la photodiode est connectée entre les entrées de l'AOP comme présenté sur la figure (b). Dans cette configuration, la sensibilité au bruit est plus importante que dans les montages précédents. De plus, la polarité de la tension de sortie est inversée.</p>

TABLEAU A.1 – Différents montages de transimpédances pour différentes performances issues de la littérature [121]

Les montages présentés proviennent du rapport “Photodiode Monitoring With OP Amps” [121] de Burr-Brown publié chez Texas instruments, où davantage d’informations peuvent être trouvées.

Liste des symboles

ANTARES Astronomy with a Neutrino Telescope and Abyss environmental RESearch

ARGOS Advanced Research and Global Observation Satellite

ASE Amplified Spontaneous Emission

ASIC Application-Specific Integrated Circuit

ASIP Application Specific Instruction-set Processor

ASSEM Array of Sensors for long terme SEabed Monitoring

BER Bit Error Ration

BJ Boîte de Jonction

CAN Controller Area Network

CAN Convertisseur Analogique/Numérique

CAPEX CAPital EXpenditure

CFA Current Feedback Amplifier

CMOS Complementary Metal Oxide Semiconductor

CPLD Complex Programmable Logic Device

CPU Central Processing Unit

CS Chip Select

CTD Conductivity Temperature Depth

CTS Clear To Send

DCR Data Clock Recovery

DFB	Distributed FeedBack
DFC	Dynamic Frequency Control
DLL	Delay Locked Loop
E-S	Ethernet/SPI
E/O	Electrique/Optique
E/O	Electrique/Optique
EMSO	European Multidisciplinary Seafloor Observatory
ENIB	Ecole Nationale d'Ingénieurs de Brest
EPI	External Peripheral Interface
ESONET	European Seas Observatory NETwork
FPGA	Field Programmable Gate Array
GBF	Générateur Basse Fréquence
GBW	Gain BandWidth
GeO-TOC	Geophysical and Oceanographic Trans Ocean Cable
GEOSTAR	GEophysical and Oceanographic STation for Abyssal Research
HD	Haute Définition
I ² C	Inter Integrated Circuit
IC	Integrated Circuit
IFREMER	Institut Français de Recherche pour l'Exploitation de la Mer
INFN	Istituto Nazionale di Fisica Nucleare
InGaAs/InP	Indium Gallium Arsenide/Indium Phosphide
Interface I	Interface Instrument
JMA	Japan Meteorological Agency
MABEL	Multidisciplinary Arctic Benthic Laboratory
MeDON	Marine e-Data Observatory Network

MEMS Micro Electro Mechanical Systems

MISO Master Input Slave Output

MOS Metal Oxide Semiconductor

MOSI Master Output Slave Input

MOVE Meridional Overturning Variability Experiment

MSB Most Significant Bit

NEMO NEutrino Mediterranean Observatory

NEPTUNE North-East Pacific Time-series Undersea Networked Experiments

NMSS Neuro-Monito-Stimulation System

NRC National Research Council

NRZ Non Retour à Zéro

O/E Optique/Electrique

OBSEA OBservatorio Submarino ExpAndible

OOK On-Off Keying

OPEX OPerating EXpense

ORION Ocean Research by Integrated Observatory Networks

PAL Programmable Array Logic

PIC Peripheral Interface Controller

PLL Phase Locked Loop

PMU Power Management Unit

PowWow Power Optimized hardWare/software frameWork for Wireless motes

QS-S Quasi-SPI vers SPI

RFID Radio-Frequency IDentification

RICER Receiver Initiated CyclEd Receiver

RIN Relative Intensity Noise

ROV Remotely Operated Vehicule

RTS Ready To Send

SAMO Station Autonome de Mesures Océanographiques

SCLK Serial CLoCK

SLHP Source Laser Haute Puissance

SN-1 Submarine Network

SPI Serial Peripheral Interface

SSI Synchronous Serial Interface

TIA Transimpedance Amplifier

UART Universal Asynchronous Receiver Transmitter

USART Universal Synchronous and Asynchronous Receiver Transmitter

USB Universal Serial Bus

VCSEL Vertical Cavity Surface Emitting Laser

VFA Voltage Feedback Amplifier

VHDL VHSIC Hardware Description Language

Bibliographie

- [1] Frédéric Audo. *Opto-alimentation et transmission de données par fibre optique pour les observatoires de fond de mer*. PhD thesis, Université de Bretagne occidentale - Brest, December 2012.
- [2] ACIA. Impacts of warming artic. Key Finding 1, pp. 32. Mise en ligne le 21 février 2004 sur <http://amap.no/acia/>. Consulté le mercredi 27 février 2013.
- [3] P. Favali and L. Beranzoli. Seafloor observatory science : a review. *Annals of Geophysics*, 49(2-3), March 2006.
- [4] IFREMER. L'Atalante - flotte IFREMER. <http://flotte.ifremer.fr/Presentation-de-la-flotte/Navires/Navires-hauturiers/L-Atalante>. Consulté le mercredi 1 mars 2013.
- [5] M. Nokin. Victor 6000-a deep teleoperated system for scientific research. In *OCEANS '97. MTS/IEEE Conference Proceedings*, volume 1, pages 167–171, October 1997.
- [6] Rama. L'Atalante. http://commons.wikimedia.org/wiki/File:Atalante_img_2545.jpg. Consulté le mercredi 27 février 2013.
- [7] I. Puillat, N. Lanteri, J.F. Drogou, J. Blandin, L. Gli, J. Sarrazin, P.M. Sarradin, Y. Auffret, J.F. Rolin, and P. Lo. Open-sea observatories : A new technology to bring the pulse of the sea to human awareness. In Marco Marcelli, editor, *Oceanography*. InTech, March 2012.
- [8] IFREMER. Marvor. <http://www.ifremer.fr/dtmsi/produits/marvor/marvor.htm>. Consulté le mercredi 6 mars 2013.
- [9] IFREMER. Provor. <http://www.ifremer.fr/dtmsi/produits/marvor/provor.htm>. Consulté le mercredi 6 mars 2013.

- [10] Gérard Loaec, Norbert Cortes, Martin Menzel, and Jacky Moliera. PROVOR : a hydrographic profiler based on MARVOR technology. In *OCEANS'98 Conference Proceedings*, volume 1, pages 42–45, 1998.
- [11] J. Sherman, R.E. Davis, W.B. Owens, and J. Valdes. The autonomous underwater glider "Spray". *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 26(4) :437–446, October 2001.
- [12] IFREMER. Gliders. [http ://www.ifremer.fr/lpo/gliders/](http://www.ifremer.fr/lpo/gliders/). Consulté le mercredi 28 février 2013.
- [13] IFREMER, Coriolis Operational Oceanography, and Institut Für Meereskunde Kiel. Campagne océanographique MOVE. [http ://www.ifremer.fr/move/](http://www.ifremer.fr/move/) . Consulté le mercredi 28 février 2013.
- [14] Committee on Seafloor Observatories : Challenges and National Research Council Opportunities, Ocean Studies Board. *Illuminating the Hidden Planet : The Future of Seafloor Observatory Science*. The National Academies Press, Washington, D.C., 2000.
- [15] M. Calcara, L. Beranzoli, T. Braun, D. Calore, A. DE SANa TIS, G. Etiope, P. Favali, F. Frugoni, F. Gasparoni, and C. Montuori. MABEL : a multidisciplinary benthic laboratory for deep sea, long-term monitoring in the antarctic. *Terra Antarctica*, 8 :115–118, 2001.
- [16] P. Favali. SN-1 : the first node of the italian seafloor observatory network background and perspective. In *The 3rd International Workshop on Scientific Use of Submarine Cables and Related Technologies*, pages 19–24, June 2003.
- [17] R. Person, J. Blandin, J.M. Stout, P. Briole, V. Ballu, G. Etiope, G. Ferentinos, M. Masson, S. Smolders, and V. Lykousis. ASSEM : a new concept of observatory applied to long term seabed monitoring of geohazards. In *OCEANS 2003. Proceedings*, volume 1, pages 86–90, September 2003.
- [18] L. Beranzoli, D. Calore, P. Favali, J. Marvaldi, and M. Nicot. ORION-GEOSTAR-3 : a prototype of seafloor network of observatories for geophysical, oceanographic and environmental monitoring. In *Proceedings 14th International Off-shore and Polar Engineering Conference*, pages 371–376, 2004.

- [19] L. Beranzoli, A. De Santis, M. Calcara, A. Ciafardini, M. De Caro, P. Favali, F. Frugoni, V. Iafolla, IFSI-INAF CNR, and N. Lo Bue. Multiparametric seafloor exploration : the marsili basin and volcanic seamount case (tyrrhenian sea, italy). In *3rd IASME/WSEAS International Conference on Geology and Seismology (GES'09)*, 2009.
- [20] Alan D. Chave, Gary Waterworth, Andrew R. Maffei, and Gene Massion. Cabled ocean observatory systems. *Marine Technology Society Journal*, 38(2) :30–43, 2004.
- [21] Antony Joseph. *Tsunamis : Detection, Monitoring, and Early-Warning Technologies*. Academic Press, February 2011.
- [22] C. R Barnes, M. M.R Best, F. R Johnson, L. Pautet, and B. Pirenne. Challenges, benefits and opportunities in operating cabled ocean observatories : Perspectives from NEPTUNE canada. In *Underwater Technology (UT), 2011 IEEE Symposium on and 2011 Workshop on Scientific Use of Submarine Cables and Related Technologies (SSC)*, pages 1–7. IEEE, April 2011.
- [23] Ocean Network Canada. NEPTUNE. <http://www.neptunecanada.com/>. Consulté le mercredi 4 septembre 2013.
- [24] OBS. Projet deep sea net. <http://www.obs-vlfr.fr/GeosciencesAzur/OBS/article.php3>. Consulté le mercredi 5 mars 2013.
- [25] Y. Shirasaki, H. Wakabayashi, Y. Honuchi, J. Kojima, Y. Ishikawa, K. Asakawa, H. Mikada, and K. Kawaguchi. Study on ocean observatories by re-use of retired optical submarine cable. In *OCEANS '04. MTTs/IEEE TECHNO-OCEAN '04*, volume 4, pages 2170–2175, November.
- [26] Junzo Kasahara, Hisashi Utada, Toshinori Sato, and Hajimu Kinoshita. Submarine cable OBS using a retired submarine telecommunication cable : GeO-TOC program. *Physics of the Earth and Planetary Interiors*, 108(2) :113–127, 1998.
- [27] J. Kasahara, R. Iwase, T. Nakatsuka, Y. Nagaya, Y. Shirasaki, K. Kawaguchi, and J. Kojima. An experimental multi-disciplinary observatory (VENUS) at the ryukyu trench using the guam-okinawa geophysical submarine cable. *Annals of Geophysics*, 49(2-3), June 2006.
- [28] Kent Bressie. Opportunities and risks with sensor deployments on telecom-marine data cables. In *SubOptic 2013 from ocean to cloud*, Paris, France, April 2013.

- [29] Motoyoshi Tokioka. Practical thoughts on use of submarine communications cables for climate monitoring and disaster warning – lessons from japan’s experience. In *SubOptic 2013 from ocean to cloud*, Paris, France, April 2013.
- [30] ESONET @ oceanlab. <http://www.oceanlab.abdn.ac.uk/esonet/sicily.php>. Consulté le mercredi 5 mars 2013.
- [31] Pierre Valdy, Viorel Ciaus, Pascal Moriconi, Vincent Rigaud, Y. Hello, P. Charvis, A. Deschamps, and C. Sillans. Deep sea net : an affordable and expandable solution for deep sea sensor networks. In *UT07 SSC07, Tokyo*, April 2007.
- [32] M. Nogueras, J. Del Rio, J. Cadena, J. Sorribas, C. Artero, J. Danobeitia, and A. Manuel. OBSEA an oceanographic seafloor observatory. In *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pages 488–492, 2010.
- [33] Jacopo Aguzzi, Antoni Mànuel, Fernando Condal, Jorge Guillén, Marc Nogueras, Joaquin Del Rio, Corrado Costa, Paolo Menesatti, Pere Puig, Francesc Sardà, Daniel Toma, and Albert Palanques. The new seafloor observatory (OBSEA) for remote and long-term coastal ecosystem monitoring. *Sensors*, 11(12) :5850–5872, May 2011.
- [34] IFREMER. MeDON, EMSO molene. <http://www.ifremer.fr/emsomolene/>. Consulté le samedi 8 février 2013.
- [35] J.-F. Rolin, Y. Aoustin, Y. Auffret, J. Blandin, L. Delauney, R. Person, and I. Puillat-Felix. Scientific specifications, common and complementary developments for deep sea and coastal fixed point multidisciplinary cabled observatories. In *Underwater Technology (UT), 2011 IEEE Symposium on and 2011 Workshop on Scientific Use of Submarine Cables and Related Technologies (SSC)*, page 1–5. IEEE, 2011.
- [36] IFREMER. MeDON, EMSO molene. <http://www.medon.info/>. Consulté le samedi 8 février 2013.
- [37] OBSEA. OBSEA - expandable seafloor observatory. <http://www.obsea.es/>. Consulté le vendredi 28 juin 2013.
- [38] F. V. B. de Nazare and M. M. Werneck. Temperature and current monitoring system for

- transmission lines using power-over-fiber technology. In *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2010 IEEE*, pages 779–784, 2010.
- [39] Pierre Ferdinand. *Capteurs à fibres optiques et réseaux associés*. Tec & Doc, Paris, 1992.
- [40] Steven Perhirin, Frederic Audo, Véronique Quintard, Mikael Guegan, André Perennou, and Yves Auffret. Development of a quasi- all-optical extension devoted for expandable submarine cabled observatories. In *ESFRI Symposium*, Brest, France, June 2011.
- [41] E.-Y.A. Lin, J.M. Rabaey, and A. Wolisz. Power-efficient rendez-vous schemes for dense wireless sensor networks. In *2004 IEEE International Conference on Communications*, volume 7, pages 3769–3776, June 2004.
- [42] Olivier Berder and Olivier Sentieys. PowWow : Power optimized Hardware/Software framework for wireless motes. In *2010 23rd International Conference on Architecture of Computing Systems (ARCS)*, pages 1–5, February 2010.
- [43] Hung-Wei Chen and Wen-Cheng Yen. A low power and fast wake up circuit. In *Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems, 2004. ISCAS '04*, volume 2, pages II–293–6, May 2004.
- [44] T.D. Vivek, O. Sentieys, and S. Derrien. Wakeup time and wakeup energy estimation in power-gated logic clusters. In *2011 24th International Conference on VLSI Design (VLSI Design)*, pages 340–345, January 2011.
- [45] A.P. Chandrakasan, S. Sheng, and R.W. Brodersen. Low-power CMOS digital design. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 27(4) :473–484, April 1992.
- [46] Eunjoo Choi, Changsik Shin, Taewhan Kim, and Youngsoo Shin. Power-gating-aware high-level synthesis. In *2008 ACM/IEEE International Symposium on Low Power Electronics and Design (ISLPED)*, pages 39–44, August 2008.
- [47] Qing Wu, M. Pedram, and Xunwei Wu. Clock-gating and its application to low power design of sequential circuits. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications*, 47(3) :415–420, March 2000.

- [48] D. Garrett, M. Stan, and A. Dean. Challenges in clockgating for a low power ASIC methodology. In *1999 International Symposium on Low Power Electronics and Design, 1999. Proceedings*, pages 176–181, August 1999.
- [49] Jui-Ming Chang and M. Pedram. Energy minimization using multiple supply voltages. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, 5(4) :436–443, December 1997.
- [50] Frédéric Parain, Michel Banâtre, Gilbert Cabillic, Teresa Higuera, Valérie Issarny, and Jean-Philippe Lesot. Techniques de réduction de la consommation dans les systèmes embarqués temps-réel. *Rapport de recherche*, 2000.
- [51] Holberg Arne Martin and Dinesh Asmund. Innovative techniques for extremely low power consumption with 8-bit microcontrollers, white paper. Technical report, February 2006.
- [52] G. Semeraro, G. Magklis, R. Balasubramonian, D.H. Albonesi, S. Dwarkadas, and M.L. Scott. Energy-efficient processor design using multiple clock domains with dynamic voltage and frequency scaling. In *Eighth International Symposium on High-Performance Computer Architecture, 2002. Proceedings*, pages 29–40, 2002.
- [53] S. Akui, K. Seno, M. Nakai, T. Meguro, T. Seki, T. Kondo, A. Hashiguchi, H. Kawahara, K. Kumano, and M. Shimura. Dynamic voltage and frequency management for a low-power embedded microprocessor. In *Solid-State Circuits Conference, 2004. Digest of Technical Papers. ISSCC. 2004 IEEE International*, volume 1, pages 64–513, 2004.
- [54] J.T. Kao and A.P. Chandrakasan. Dual-threshold voltage techniques for low-power digital circuits. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 35(7) :1009–1018, July 2000.
- [55] M.A. Pasha, S. Derrien, and O. Sentieys. A complete design-flow for the generation of ultra low-power WSN node architectures based on micro-tasking. In *2010 47th ACM/IEEE Design Automation Conference (DAC)*, pages 693–698, June 2010.
- [56] M. Hempstead, N. Tripathi, P. Mauro, Gu-Yeon Wei, and D. Brooks. An ultra low power system architecture for sensor network applications. In *32nd International Symposium on Computer Architecture, 2005. ISCA '05. Proceedings*, pages 208–219, June 2005.
- [57] I.G Priede and Martin Solan. European SeaFloor observatory network, FINAL REPORT v3.0. Technical report, 2007.

- [58] F. Fereydouni-Forouzandeh, O. Ait Mohamed, and M. Sawan. Ultra low energy communication protocol for implantable body sensor networks. In *2008 Joint 6th International IEEE Northeast Workshop on Circuits and Systems and TAISA Conference, 2008. NEWCAS-TAISA 2008*, pages 57–60, 2008.
- [59] Hiroshi Miyakawa, Yosuke Tanaka, and Takashi Kurokawa. Design approaches to power-over-optical local-area-network systems. *Applied Optics*, 43(6) :1379–1389, February 2004.
- [60] J.-G. Werthen, S. Widjaja, T.-C. Wu, and J. Liu. Power over fiber : a review of replacing copper by fiber in critical applications. *Proc. SPIE 5871, Optical Technologies for Arming, Safing, Fuzing, and Firing, 58710C*, August 2005.
- [61] R.R. Harrison. Designing efficient inductive power links for implantable devices. In *IEEE International Symposium on Circuits and Systems. ISCAS 2007*, pages 2080–2083, 2007.
- [62] A. Djemouai, P. Vaillancourt, M. Sawan, and M. Slamani. Performance optimization of a radio-frequency coupling technique. Simon Fraser University, Burnaby, British Columbia, Canada, August 1997. Popovic D.
- [63] M.S. Trotter and G.D. Durgin. Survey of range improvement of commercial RFID tags with power optimized waveforms. In *2010 IEEE International Conference on RFID*, pages 195–202, 2010.
- [64] A. Sample and J.R. Smith. Experimental results with two wireless power transfer systems. In *IEEE Radio and Wireless Symposium, 2009. RWS '09*, pages 16–18, 2009.
- [65] D. Brenk, J. Essel, J. Heidrich, and R. Weigel. Ultra low-power techniques for sensor-enhanced RFID tags. In *IEEE MTT-S International Microwave Workshop on Wireless Sensing, Local Positioning, and RFID, 2009. IMWS 2009*, pages 1–4, 2009.
- [66] M. Sawan, S. Robin, B. Provost, Y. Eid, and K. Arabi. A wireless implantable electrical stimulator based on two FPGAs. In , *Proceedings of the Third IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems, 1996. ICECS '96*, volume 2, pages 1092–1095, 1996.
- [67] F. Mounaim, M. Sawan, and S. Bedard. Implantable neuro-monito-stimulation system dedicated to enhance the bladder functions. In *IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference, 2006. BioCAS 2006*, pages 198–201, 2006.

- [68] F. Mounaim and M. Sawan. Miniature implantable system dedicated to bi-channel selective neurostimulation. In *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2007)*, pages 2072–2075, 2007.
- [69] K. Arabi and M.A. Sawan. Electronic design of a multichannel programmable implant for neuromuscular electrical stimulation. *IEEE Transactions on Rehabilitation Engineering*, 7(2) :204–214, 1999.
- [70] Jarno Riistama, Juho Väisänen, Sami Heinisuo, Hanna Harjunpää, Satu Arra, Kati Kokko, Maunu Mäntylä, Jutta Kaihilahti, Pekka Heino, Minna Kellomäki, Outi Vainio, Jukka Vanhala, Jukka Leikkala, and Jari Hyttinen. Wireless and inductively powered implant for measuring electrocardiogram. *Medical & Biological Engineering & Computing*, 45(12) :1163–1174, December 2007.
- [71] J. Riistama, J. Vaisanen, S. Heinisuo, J. Leikkala, and J. Kaihilahti. Evaluation of an implantable ECG monitoring device in vitro and in vivo. In *29th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. EMBS 2007*, pages 5703–5706, August 2007.
- [72] Jarno Riistama. *Characterisation of Wearable and Implantable Physiological Measurement Devices*. PhD thesis, Tampere University of Technology, Finlande, May 2010.
- [73] Fat Kit Lau, Brian Stewart, and Danny McStay. An optically remote powered subsea video monitoring system. In *Proc. SPIE 8372, Ocean Sensing and Monitoring IV*, pages 837209–837209, June 2012.
- [74] Michael Dreschmann, Michael Hubner, Moritz Roger, Oliver Sander, Christos Klamouris, Jurgen Becker, Wolfgang Freude, and Juerg Leuthold. Reconfigurable hardware for power-over-fiber applications. pages 525–531. IEEE, August 2010.
- [75] David Wake, Anthony Nkansah, Nathan J. Gomes, Christophe Lethien, Cathy Sion, and Jean-Pierre Vilcot. Optically powered remote units for radio-over-fiber systems. *Journal of Lightwave Technology*, 26(15) :2484–2491, August 2008.
- [76] Xing Xu, K.K.Y. Cheung, Sigang Yang, Yu Liang, T.I. Yuk, and K. K Y Wong. Optically powered WDM signal transmission system with distributed parametric amplification. *IEEE Photonics Technology Letters*, 22(16) :1232–1234, 2010.

- [77] Yosuke Tanaka and Takashi Kurokawa. A fiber sensor network using fiber optic power supply. In *Proc. SPIE 8421, OFS2012 22nd International Conference on Optical Fiber Sensors*, pages 84211M–84211M, October 2012.
- [78] G. Bttger, M. Dreschmann, M. Rger, M. Hbner, C. Klamouris, A. W. Bett, T. Kueng, J. Becker, W. Freude, and J. Leuthold. Optically powered video camera link. In *Optical Communication (ECOC), 2007 33rd European Conference and Exhibition of*, pages 1–2, 2007.
- [79] G. Bottger, M. Dreschmann, C. Klamouris, M. Hubner, M. Roger, A. W. Bett, T. Kueng, J. Becker, W. Freude, and J. Leuthold. An optically powered video camera link. *IEEE Photonics Technology Letters*, 20(1) :39–41, January 2008.
- [80] D. Wake, N.J. Gomes, C. Lethien, C. Sion, and J.-P. Vilcot. An optically powered radio over fiber remote unit using wavelength division multiplexing. In *international topical meeting on Microwave photonics, 2008. jointly held with the 2008 asia-pacific microwave photonics conference. mwp/apmp 2008*, pages 197–200, 2008.
- [81] Xing Xu, Sigang Yang, T. I Yuk, and K. K.Y Wong. Optically powered communication system with distributed raman amplifier. In *Optoelectronics and Communications Conference (OECC), 2010 15th*, pages 596–597. IEEE, July 2010.
- [82] A. Takahashi, M. Kinoshita, K. Kashiwagi, Y. Tanaka, and T. Kurokawa. Fiber sensor network with optical power supply. In *Conference on Lasers and Electro-Optics/Pacific Rim*, September 2009.
- [83] J. Riistama, E. Aittokallio, J. Verho, and J. Lekkala. Totally passive wireless biopotential measurement sensor by utilizing inductively coupled resonance circuits. *Sensors and Actuators A : Physical*, 157(2) :313–321, February 2010.
- [84] F. Audo, S. Perhirin, V. Quintard, M. Guegan, A. Perennou, and Y. Auffret. Raman amplification in an optically high-powered data link dedicated to a 10 km long extension for submarine cabled observatories. *Journal of Optics*, 15(5) :055703, April 2013.
- [85] G. P Agrawal. *Fiber-optic communication systems*. Wiley, New York, 2010.
- [86] Y. Shuto, S. Yanagi, S. Asakawa, M. Kobayashi, and R. Nagase. Fiber fuse phenomenon in

- step-index single-mode optical fibers. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 40(8) :1113–1121, 2004.
- [87] S. Namiki, Koji Seo, N. Tsukiji, and S. Shikii. Challenges of raman amplification. *Proceedings of the IEEE*, 94(5) :1024–1035, 2006.
- [88] Irène Joindot. *Les télécommunications par fibres optiques*. Dunod, Paris, 1996.
- [89] Wikipédia. Hydrophone, May 2013. Page Version ID : 539707484. Consulté le 7 mai 2013.
- [90] Inc. High Tech. Acoustic / seismic / wideband hydrophone comparison chart. Consulté le 29 juillet 2013.
- [91] Wikipédia. 1-wire, April 2013. Page Version ID : 552702054. Consulté le 10 mai 2013.
- [92] Wikipédia. I²C, May 2013. Page Version ID : 554216789. Consulté le 10 mai 2013.
- [93] Wikipédia. Universal asynchronous receiver/transmitter, April 2013. Page Version ID : 551268545. Consulté le 10 mai 2013.
- [94] Wikipédia. CAN bus, May 2013. Page Version ID : 552095285. Consulté le 10 mai 2013.
- [95] Wikipédia. Serial peripheral interface bus, May 2013. Page Version ID : 554270658. Consulté le 10 mai 2013.
- [96] JDSU. 4V photovoltaic power converter PPC-9LW, datasheet. Dec. 2006.
- [97] Texas Instrument. TPS62162, 3V-17V 1A step-down converters, datasheet, March 2012.
- [98] Texas Instrument. TPS63000 high efficient single induction buck-boost converter, datasheet, July 2008.
- [99] Texas Instrument. TPS62203 high-efficiency, step-down DC-DC converter, datasheet, May 2006.
- [100] Hamamatsu. HAMMAMATSU photodiode technical guide, May 2011.
- [101] P. Aguirre, A. Yufera, and A. Rueda. SpectreHDL model of a photodetector cell for electrical simulation and its application in a WTA based light spot center location circuit. In *2003 IEEE 46th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, volume 1, pages 17–20, 2003.

- [102] T. N. Swe and K. S. Yeo. An accurate photodiode model for DC and high frequency SPICE circuit simulation. In *Technical Proceedings of the 2001 International Conference on Modeling and Simulation of Microsystems*, volume 1, pages 362–365, 2001.
- [103] MAXIM Integrated. MAX3736, 3.2Gbps, low-power, compact, SFP laser driver, datasheet, October 2010.
- [104] MICREL. SY84782u, ultra low power consumption 2.5V 1.25Gbps FP/DFB laser diode driver, datasheet, January 2011.
- [105] N. Chujo, T. Takai, T. Sugawara, Y. Matsuoka, D. Kawamura, K. Adachi, T. Kawamata, T. Ohno, and K. Ohhata. A 25 gb/s 65-nm CMOS low-power laser diode driver with mutually coupled peaking inductors for optical interconnects. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, 58(9) :2061–2068, 2011.
- [106] T. Kuboki, Y. Ohtomo, A. Tsuchiya, K. Kishine, and Hidetoshi Onodera. A 16Gbps laser-diode driver with interwoven peaking inductors in 0.18- μ m CMOS. In *2010 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC)*, pages 1–4, September 2010.
- [107] D. Wake, A. Nkansah, and N. Gomes. Optical powering of remote units for radio over fiber links. In *2007 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics*, pages 29–32, 2007.
- [108] P.A. Gamage, A. Nirmalathas, C. Lim, E. Wong, D. Novak, and R. Waterhouse. Performance comparison of directly modulated VCSEL and DFB lasers in wired-wireless networks. *IEEE Photonics Technology Letters*, 20(24) :2102–2104, 2008.
- [109] L.P. Chen, M.Y. Li, C.J. Chang-Hasnain, and Kam Y. Lau. A low-power 1-gb/s CMOS laser driver for a zero-bias modulated optical transmitter. *IEEE Photonics Technology Letters*, 9(7) :997–999, 1997.
- [110] Laser-diode-pulsers, laser light, laser LED circuits. <http://www.next.gr/light-laser-led/laser-circuits/laser-diode-pulsers-113422.html>. Consulté le 24 août 2013.
- [111] S.B. Constant, Y. Le Guennec, G. Maury, N. Corrao, and B. Cabon. Low-cost all-optical up-conversion of digital radio signals using a directly modulated 1550-nm emitting VCSEL. *IEEE Photonics Technology Letters*, 20(2) :120–122, 2008.

- [112] Texas Instrument. ADS8326, 16-bit, high-speed, 2.7V to 5.5V microPower sampling analog to digital converter, September 2009.
- [113] Gary Khazan and Clayton Gibbs. Designing with TI SN74V2x5 FIFO programmable flags, application report, May 2011.
- [114] Serge De Blasi, Yves Auffret, Florent Colas, Jean-François Rolin, Christian Podeur, Frédéric Audo, Steven Perhirin, Véronique Quintard, Mikael Guégan, and André Pérennou. A high pressure and high optical power characterization method designed for underwater optical elements. June 2013.
- [115] M.H. Alser and M.M. Assaad. Design and modeling of low-power clockless serial link for data communication systems. In *National Postgraduate Conference (NPC)*, pages 1–5, September 2011.
- [116] R. Palmer, J. Poulton, W.J. Dally, J. Eyles, A.M. Fuller, T. Greer, M. Horowitz, M. Kellam, F. Quan, and F. Zarkeshvari. A 14mW 6.25Gb/s transceiver in 90nm CMOS for serial chip-to-chip communications. In *Solid-State Circuits Conference, 2007. ISSCC 2007. Digest of Technical Papers. IEEE International*, pages 440 –614, February 2007.
- [117] Chin Yann Pang, P.K. Gopalakrishnan, T.H. Teo, and Chyuen Wei Ang. A robust, low-complexity and ultra-low power manchester decoder for wireless sensor nodes. In *Proceedings of the 2009 12th International Symposium on Integrated Circuits, ISIC '09*, pages 65 –68, December 2009.
- [118] Ravindraraj Ramaraju. Double edge triggered flip flop, 2012. <http://www.freepatentsonline.com/y2012/0306556.html>. Consulté le 20 février 2013.
- [119] Yu Chien-Cheng. Low-power double edge-triggered flip-flop circuit design. In *3rd International Conference on Innovative Computing Information and Control, 2008. ICICIC '08*, page 566, June 2008.
- [120] Ralf Hildebrandt. The pseudo dual-edge d-flipflop. http://www.ralf-hildebrandt.de/publication/pdf_dff/pde_dff.pdf. Consulté le mercredi 25 février 2013.
- [121] Burr-Brown. Photodiode monitoring with OP AMPS. Application bulletin, January 2005.

Communications scientifiques

Revue internationale avec comité de lecture

- S. Perhirin, F. Audo, V. Quintard, M. Guegan, A. Perennou et Y. Auffret, “A low consumption electronic system developed for a 10km long all-optical extension dedicated to sea floor observatories using power-over-fiber technology and SPI protocol”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 55, no. 11, pp. 2562–2568, Novembre 2013.
- F. Audo, S. Perhirin, V. Quintard, M. Guegan, A. Perennou and Y. Auffret, “Raman amplification in an optically high-powered data link dedicated to a 10 km long extension for submarine cabled observatories”, *Journal of Optics*, vol. 15, no. 5, pp. 55703, Avril 2013.

Conférences internationales avec comité de lecture et actes

- S. Perhirin, F. Audo, M. Guégan, V. Quintard, A. Pérennou, L. Ghisa, S. De Blasi, et Y. Auffret, “A power-over-fiber system and its low consumption remote equipment for submarine applications”, in *OCEANS - Bergen, 2013 MTS/IEEE*, Bergen, Norvège, Juin 2013.
- F. Audo, S. Perhirin, V. Quintard, M. Guégan, L. Ghisa, et A. Pérennou, “Study of the optical phenomena in a 10 km long optically powered data link dedicated to a submarine cabled observatory”, in *OCEANS - Bergen, 2013 MTS/IEEE*, Bergen, Norvège, Juin 2013.
- S. De Blasi, Y. Auffret, F. Colas, J-F. Rolin, C. Podeur, F. Audo, S. Perhirin, V. Quintard, M. Guégan et A. Pérennou, “A High Pressure and High Optical Power Characterization Method Designed for Underwater Optical Elements”, in *OCEANS - Bergen, 2013 MTS/IEEE*, Bergen, Norvège, Juin 2013.
- F. Audo, S. Perhirin, M. Guégan, V. Quintard, A. Pérennou, S. De Blasi, et Y. Auffret “Power-Over-Fiber For Sensors In Submarine Applications”, in *SubOptic 2013*, Paris, France, Avril 2013.

- S. Perhirin, F. Audo, V. Quintard, M. Guégan, A. Pérennou, et Y. Auffret, “Development of a quasi-all-optical extension devoted for expandable submarine cabled observatories”, in *ESFRI Symposium 2011*, Brest, France, Juin 2011.

Conférences nationales avec comité de lecture et actes

- A. Perennou, F. Audo, S. Perhirin, V. Quintard, et M. Guégan, “Opto-alimentation et transmission de données par fibre optique pour les observatoires de fond de mer”, in *Les Journées Europôle Mer*, Brest, France, Mars 2012.
- F. Audo, S. Perhirin, M. Guégan, V. Quintard, A. Pérennou et Y. Auffret, “ Utilisation de l’amplification Raman sur une liaison tout-optique de 10 km pour les observatoires de fond de mer “, in *JNOG*, Marseille, France, pp.122-124, Juillet 2011.

Rapports d’activités

- S. Perhirin, F. Audo, V. Quintard, M. Guégan, et A. Pérennou, “Extension d’un réseau d’observatoire du milieu marin par des instruments faiblement consommateurs opto-alimentés, 2^{ème} rapport d’avancement”, *Rapport Région Bretagne*, ENIB, Brest, France, Decembre 2012.
- S. Perhirin, F. Audo, V. Quintard, M. Guégan, et A. Pérennou, “Extension d’un réseau d’observatoire du milieu marin par des instruments faiblement consommateurs opto-alimentés, 1^{er} rapport d’avancement”, *Rapport Région Bretagne*, ENIB, Brest, France, Novembre 2011.

Séminaires

- F. Audo, S. Perhirin, V. Quintard, M. Guégan, L. Ghisa, A. Pérennou, S. De Blasi, Y. Auffret, “Opto-alimentation et transmission de données par fibre optique pour l’extension d’observatoires de fond de mer”, in *Journée scientifique Pôle MOM Lab-STICC*, Brest, France, Juillet. 2013.
- S. Perhirin, “Extension d’un réseau d’observatoire du milieu marin par des instruments faiblement consommateurs opto-alimentés”, in *Soutenance mi-parcours de thèse de l’ED-SICMA*, Brest, France, Mars 2012.
- S. Perhirin, F. Audo, V. Quintard, M. Guégan, A. Pérennou, et Y. Auffret, « Développement d’une extension quasi-tout-optique pour les observatoires câblés de ond de mer », in *Journées*

- des Doctorants de l'ED SICMA 0373*, Prix meilleurs poster, Brest, France, Septembre 2011.
- F. Audo, S. Perhirin, M. Guégan, V. Quintard, A. Pérennou et Y. Auffret, « Utilisation de l'amplification Raman sur une liaison tout-optique de 10 km pour les observatoires de fond de mer », in *Journées des Doctorants de l'ED SICMA 0373*, Brest, France, Septembre 2011.
 - A. Pérennou, F. Audo, S. Perhirin, V. Quintard, M. Guégan, « Opto-alimentation et transmission de données par fibre optique pour les observatoires de fond de mer », in *Séminaire GIS Europôle Mer*, Juillet 2011.

Liste des figures

1.1	Carte de la planète Terre et des principaux courants océaniques [2]	18
1.2	Navire de recherche Atalante appartenant à l'IFREMER [6]	19
1.3	Fonctionnement du flotteur dérivant et du planeur. [9] - schéma modifié	21
1.4	Fonctionnement d'un observatoire autonome lié ponctuellement au continent ou à un navire de recherche [1]	23
1.5	Fonctionnement d'un observatoire autonome relié au continent en continu par une liaison acoustique [1]	24
1.6	Fonctionnement d'un observatoire câblé [1]	25
1.7	Localisation de l'observatoire canadien NEPTUNE [23]	27
1.8	Architecture du réseau SN-1 - NEMO [30]	28
1.9	Architecture du réseau Deep Sea Net connecté à la boîte de jonction du projet AN-TARES [24]	29
1.10	Photo de l'observatoire OBSEA [37]	30
1.11	Cycle de la puissance consommée par un système à énergie embarquée	35
1.12	Chronogramme de fonctionnement du protocole RICER [41]	36
1.13	Puissances moyennes consommées en fonction de la durée périodique T séparant les instants de réveil du système [41]	37
1.14	Exemple du mode opératoire du "power gating" [46]	38
1.15	Schéma de l'architecture du NMSS [67]	45
1.16	Schéma de l'architecture de l'implant (droite) et de son module extérieur (gauche) [70]	47
1.17	Architecture d'un dispositif opto-alimenté utilisé pour collecter des vidéos haute définition dans le milieu marin [73]	49

1.18	Architecture du module déporté faisant partie d'un dispositif opto-alimenté et utilisé pour collecter des vidéos en continu grâce à une caméra CMOS à faible consommation [74]	50
1.19	Architecture du dispositif de radio sur fibre opto-alimenté [75].	52
1.20	Architecture simplifiée du prototype utilisé dans la caractérisation de la voie descendante [76]	53
1.21	Architecture d'un réseau de capteurs opto-alimentés au bout d'une fibre de 10km [82]	55
1.22	Schéma simplifié de l'extension optique	58
2.1	Présentation de l'intégration de l'extension à un observatoire de fond de mer	64
2.2	Architecture optique de l'extension	66
2.3	Rendement de transmission et de conversion O/E pour deux longueurs d'onde optique : 980nm et 1480nm [1]	68
2.4	Représentation spectrale des phénomènes optiques pouvant apparaître dans une fibre monomode du type SMF-28 (échelle non représentative)	69
2.5	Évolution de la puissance en sortie de la fibre et bilan de liaison des données [1] . . .	71
2.6	Illustration des facteurs clefs et de leurs influences mutuelles pouvant conditionner le choix d'un protocole	79
2.7	Principe d'une communication SPI	82
2.8	Chronogramme des signaux de la transmission SPI 16bits	83
2.9	Illustration des bus entre l'interface BJ et l'instrument	84
2.10	Chronogrammes des signaux vus par l'interface BJ : illustration du retard du signal MISO	84
2.11	Chronogrammes des signaux vus par l'interface BJ : illustration du retard du signal MISO et de ce même signal compensé	85
2.12	Architecture détaillée de l'extension	87
3.1	Architecture du terminal	94
3.2	Caractéristiques typiques d'une cellule photovoltaïque PPC-9LW en courant et en puissance électrique en fonction de la tension délivrée pour deux puissances optiques incidentes : 50mW et 100mW [96]	97

3.3	Évolution du rendement de conversion d'une cellule photovoltaïque en fonction de la puissance incidente à 1480nm, avec une optimisation de la charge résistive [1]	97
3.4	Schémas des trois montages d'association des cellules photovoltaïques (série : montage 1, parallèle : montage 2, série-parallèle : montage 3) [1]	98
3.5	Schéma du dispositif de caractérisation du module d'alimentation	100
3.6	Caractéristique d'une photodiode : courant en fonction de la tension aux bornes de la photodiode et de la puissance optique incidente [100]	102
3.7	Modélisation d'une photodiode avec le logiciel LTSpice	103
3.8	Dispositif expérimental de la caractérisation de la photodiode Belycomm	104
3.9	Résultats de la simulation et de la caractérisation expérimentale, du courant fourni par la photodiode Belycomm pour deux puissances optiques incidentes (0dBm et -3dBm) en fonction de la tension aux bornes de la charge résistive.	104
3.10	Caractéristique du courant fourni par la photodiode Belycomm lorsque la charge est optimale en fonction de la puissance incidente.	105
3.11	Schéma de l'amplificateur transimpédance (TIA)	106
3.12	Dispositif expérimental utilisé pour la caractérisation du module O/E	109
3.13	Comparaison entre les signaux en sortie du module O/E obtenus par simulation (tiret rouge) et ceux obtenus avec le dispositif expérimental	110
3.14	Tension V_{out} mesurée en fonction de la durée de l'impulsion du signal optique incident (Plaser)	111
3.15	Mesures du signal V_{out} en sortie du module O/E lorsque l'atténuation appliquée au signal optique incident est soit de 0dB (a), 3dB (b) et 8dB (c)	113
3.16	Puissance émise par le laser DFB et le VCSEL en fonction du courant consommé (a) et de la tension à leurs bornes (b)	115
3.17	Rendement de conversion E/O du Laser DFB et du VCSEL en fonction de la puissance optique émise	116
3.18	Variation de la longueur d'onde d'émission du laser DFB (a) et du VCSEL (b) en fonction de la température	117
3.19	Exemples de schémas de drivers laser issus de la littérature ((a) [105], (b) [109]) ou disponibles sur internet ((c) [110])	120
3.20	Schéma du montage du driver laser réalisé en laboratoire	121

3.21	Captures du signal optique en sortie du laser DFB par la photodiode pour un débit de 1Mbit/s (a), 4Mbit/s (b) et 10Mbit/s (c)	122
3.22	Dispositif expérimental utilisé pour la caractérisation de l'association du VCSEL avec son driver	123
3.23	Capture du signal optique en sortie du module E/O pour un débit de 5Mbit/s	124
3.24	Bande spectrale du filtre situé sur l'interface BJ	127
3.25	Architecture du module constituant l'interface QS-S	129
3.26	Détail d'une communication série avec le CAN ADS8326 sur 24 périodes du signal d'horloge (DCLOCK) [112]	131
3.27	Dispositif expérimental utilisé pour la caractérisation de l'interface QS-S	132
3.28	Chronogrammes des signaux de l'interface QS-S lors de ses différents modes de fonctionnement	133
3.29	Photographie de la carte du terminal	134
3.30	Dispositif expérimental utilisé pour la caractérisation du terminal	135
3.31	Signal modulant la voie optique descendante (SCLK : partie supérieure des captures) et signal optique montant émis par le terminal (MISO : partie inférieure des captures) pour un débit de 200kbit/s (a), 1Mbit/s (b) et 5Mbit/s (c)	136
3.32	Architecture interne de l'interface BJ	138
3.33	Spectre relevé en sortie de la SLHP pour une puissance optique émise de 33dBm . .	140
3.34	Dispositif expérimental utilisé pour la caractérisation du module E/O	141
3.35	Signal carré émis par le laser DFB pour des fréquences respectivement de 5kHz et 5MHz	141
3.36	Captures du signal en sortie du module O/E lorsque l'atténuation du signal optique incident est de 0dB (a), 3dB (b) et 8dB (c)	144
3.37	Chronogramme de la communication SPI à travers l'interface SSI du microcontrôleur LM3S9B96	145
3.38	Dispositif expérimental utilisé pour la vérification du fonctionnement du module FIFO et microcontrôleur	147

3.39	Captures sur un oscilloscope numérique des signaux CS, SCLK générés par l'interface BJ et du signal MISO avant et après sa synchronisation. Les figures (a) et (b) correspondent respectivement aux cas d'un retard de $3,7\mu s$ (équivalent à 700m de fibre optique) et d'un retard de $0,3\mu s$ (équivalent à 60m de fibre optique)	147
3.40	Schéma du dispositif expérimental constituant le démonstrateur	149
3.41	Signal continu échantillonné et reçu au point B (cf. figure3.40) par le démonstrateur en laboratoire avec un bus SPI à 5Mbit/s	152
3.42	Signal sinusoïdal échantillonné mesuré au point B (cf. figure3.40) et qui a été transmis via l'interface SPI fonctionnant à 5Mbit/s (a) et à 2Mbit/s (b)	153
3.43	Rampe échantillonnée par le démonstrateur avec un bus SPI à 5MHz	153
3.44	Photographie du prototype près du bassin d'essai acoustique d'IFREMER	155
3.45	Signal acoustique sinusoïdal reçu par l'ordinateur via le prototype utilisant un bus SPI fonctionnant à 5Mbit/s	156
4.1	Architecture de la voie descendante du nouveau système développé pour mettre en œuvre l'interface SPI 4-fils	161
4.2	Illustration du codage Manchester d'un signal numérique	165
4.3	Détecteur de fronts du signal d'horloge et décodage du signal "B". Les figures (a), (b) et (c) illustrent la logique employée pour remplir ces fonctions.	166
4.4	Chronogrammes des signaux "A" "B" et "H" et du signal d'horloge de synchronisation utilisé pour le multiplexage synchrone et le codage Manchester. Le signal "H" correspond au signal d'horloge H extrait du signal Manchester (cf. figure 4.1)	167
4.5	Chronogramme du multiplexage synchrone des signaux descendants du bus SPI vers le signal "A"	168
4.6	Schéma de principe du démultiplexeur synchrone des données à la réception	169
4.7	Chronogramme de la détection du premier niveau logique haut par le "Contrôleur" : synchronisation de l'adresse à la réception	170
4.8	Vue schématique de l'architecture du système synthétisée par le logiciel Libero	174
4.9	Chronogramme des signaux en entrée et en sortie du multiplexeur synchrone	175
4.10	Chronogramme des signaux d'entrée et de sortie du codeur Manchester	176
4.11	Chronogramme des signaux d'entrée et de sortie de l'extracteur d'horloge. Ils sont obtenus grâce aux informations disponibles dans le signal Manchester	177

4.12	Chronogramme des signaux du décodeur Manchester vers NRZ	177
4.13	Chronogramme des signaux du démultiplexeur synchrone et du contrôleur	178
4.14	Chronogramme des signaux d'entrée et de sortie du système	179
4.15	Dispositif expérimental pour la transmission de trois signaux SPI (SCLK, CS et MOSI) par l'intermédiaire d'un seul signal descendant	180
4.16	Signaux relevés en entrée et sortie du FPGA sur le dispositif expérimental présenté sur la figure 4.15. La capture d'écran (b) est un zoom partiel de la capture d'écran (a)	181
A.1	Montage transimpédance utilisé dans le développement des modules O/E de l'extension	192

Liste des tableaux

1.1	Principales caractéristiques des systèmes opto-alimentés classés en fonction de la longueur de la fibre optique utilisée.	48
1.2	Consommations et tensions d'alimentation des différents blocs du module déporté. .	51
1.3	Bilan des techniques utilisées pour réduire la consommation dans les systèmes à énergie externe dans les projets présentés.	56
2.1	Liste des composants de l'architecture optique de l'extension et de leurs principales caractéristiques	67
2.2	BER des voies de données optiques descendantes et montantes en fonction de la puissance de la SLHP lors d'une communication bidirectionnelle [1]	72
2.3	Résumé des caractérisations de l'architecture optique [1]	73
3.1	Puissances optiques des signaux de données au niveau du terminal	95
3.2	Caractéristiques électriques (tensions et courants de sortie, valeurs de charge résistive optimale, rendements) des montages 1, 2 et 3 présentés sur la figure 3.4 pour une puissance optique incidente de 29dBm	98
3.3	Rendement du module d'alimentation en fonction de la charge résistive	100
3.4	Caractéristiques du laser DFB et du VCSEL en longueur d'onde et courant en fonction de la température	117
3.5	Longueurs d'onde pour le laser DFB et le VCSEL pour différentes puissances optiques émises	118
3.6	Résumé des paramètres de l'utilisation du laser DFB ou du VCSEL pour le module E/O du terminal	125
3.7	Consommation du terminal en fonction du débit du SPI	136
3.8	Puissances optiques des signaux de données au niveau de l'interface BJ	139

A.1 Différents montages de transimpédances pour différentes performances issues de la
littérature [121] 193

Conception d'une extension opto-alimentée pour les observatoires de fond de mer : étude, développement et caractérisation d'interfaces opto-électroniques faible consommation

Résumé

Mots clefs : Opto-alimentation, Observatoire de fond de mer, Électronique faible consommation, SPI

Ce mémoire de thèse est consacré à la mise en place d'un système opto-électronique générique basé sur une liaison toute optique bidirectionnelle de 10km. L'architecture étudiée et développée est dédiée à l'extension d'un observatoire câblé de fond de mer afin d'atteindre de nouvelles zones d'exploration. Les travaux de recherche rapportés dans ce manuscrit présentent la réalisation d'un démonstrateur, qui permet la récupération de données, issues d'un instrument connecté à un module opto-alimenté, via une seule fibre optique où transitent simultanément deux voies de données en bande C et la puissance optique d'alimentation (à 1480nm) égale à 33dBm permettant de récupérer 180mW électrique sur le module opto-alimenté.

Le contexte de cette thèse de doctorat est présenté au travers d'un état de l'art sur les moyens utilisés pour l'observation des océans et sur les systèmes électroniques à faible consommation. Après un rappel des caractéristiques essentielles de l'architecture de la liaison optique préalablement établie, nous nous concentrons sur la structure opto-électronique qui a pour but d'assurer la communication entre l'observatoire et l'instrument déporté de l'extension. La définition du cahier des charges a abouti au choix du capteur (hydrophone), du débit des données (5Mbit/s) et du protocole de communication (SPI 3-fils) utilisé entre les deux modules opto-électroniques, chacun à une extrémité de la fibre optique. L'effort a été porté sur la conception d'un module opto-alimenté faible consommation (66mW) où s'intègre l'instrument. Tout au long de ce document, les choix technologiques retenus lors de la conception des deux modules opto-électroniques sont argumentés. Le banc d'essai du démonstrateur a permis de valider la conception de cette extension et d'évaluer la qualité de la transmission des données (BER inférieur à 10^{-6}). Le fonctionnement d'un premier prototype destiné à être marinisé a été présenté au travers de la détection et de la transmission de signaux acoustiques générés en bassin d'essai. De manière à rendre le système encore plus générique, une solution alternative à base d'un FPGA, permettant l'utilisation d'une interface SPI 4-fils sans modifier la liaison optique a été présentée et validée.

Conception of an optically powered extension dedicated to sea floor observatories: study, development and characterizations of low consumption opto-electrical interfaces

Abstract

Keywords: Optical power supply, Sea floor observatory, Low power electronics, SPI

This PhD thesis is devoted to the design of an opto-electrical and generic system which uses a 10km long all-optical and bidirectional link. The studied and developed system is dedicated to extend a current cabled seafloor observatory, in order to reach new exploration areas. The research work described in this thesis presents the development and the realization of a demonstrator. This later collects data from an instrument connected to its optically powered unit. The optical power supply (33dBm at 1480nm), which provides up to 180mW electrical for the optically powered unit, and the optical data in C band, are transmitted simultaneously through the same single optical fiber.

The thesis context is first presented through an overview of ocean observation systems and low consumption electronic devices. After a brief review on the main characteristics of the optical architecture, we focused on the opto-electrical structure which permits the communication between the observatory and the remote instrument. The desired requirements have led us to the choice of the sensor (hydrophone), the data bit rate (5Mbit/s) and the communication protocol (SPI 3-Wire) used between both opto-electrical units, each one located at the both ends of the optical link. A special attention was devoted to the conception of the optically powered which must be low power consumption (66mW). All along this document, technical choices involved in the realization of both opto-electrical units are presented. We could evaluate the performance of the data transmission (BER less than 10^{-6}) by using a demonstrator's test bench. Then, a first prototype designed for the ocean environment was presented through experimental measurements. Those tests were conducted in a test pool and have consisted in the detection of acoustic signals. In order to increase the range of compatible instruments, an alternative solution based on a FPGA was described and approved. This new design allows the SPI 4-Wire to be employed without any change of the current optical architecture.



Lab-STICC, UMR CNRS 6285

ENIB – Technopôle Brest Iroise – CS 73862

29238 Brest Cedex 3

Tél : +33 (0)2 95 05 66 00



